МРБ

Массовая радио-библиотека

Я. С. Кублановский

Тиристорные устройства

Издательство «Радио и связь»



Основана в 1947 году
Выпуск 1104



Тиристорные устройства

Издание второе
переработанное и дополненное



Москва
«Радио и связь» 1987

ББК 32.847
К 88
УДК 621.382.333.4:64

Кублановский Я. С.

К 88 Тиристорные устройства. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1987. — 112 с.: ил. — (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1104).

Рассматриваются устройство, принципы действия и характеристики диодных и триодных тиристоров, показаны способы и возможности их применения на примерах схем различных устройств (выключатели и переключатели постоянного и переменного токов, реле времени, импульсные генераторы, регуляторы мощности и т. д.). Приводятся рекомендации по выбору и расчету основных элементов схем. Первое издание вышло в 1978 г. Материал настоящего издания значительно обновлен.

Для подготовленных радиолюбителей.

К $\frac{2402020000-043}{046(01)-87}$ 71-87 ББК 32.847

Рецензент В. Я. ЗАМЯТИН

Научно-популярное издание

ЯКОВ СОЛОМОНОВИЧ КУБЛАНОВСКИЙ

ТИРИСТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Руководитель группы Массовой радиобиблиотеки И. Н. Суслова
Редактор И. Н. Суслова
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор З. Н. Ратникова
Корректор Т. В. Дземидович
ИБ № 1497

Сдано в набор 28.08.86 Подписано в печать 06.11.86 Т-23502
Формат 60×90 1/16 Бумага кн.-журн. № 2 Гарнитура литературная Печать высокая
Усл. печ. л. 7,0 Усл. кр.-отт. 7,25 Уч.-изд. л. 9,26 Тираж 60 000 экз.
Изд. № 21724 Зак. № 102 **Цена 70 к.**
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат».
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

Предисловие

Тиристоры — полупроводниковые приборы с четырехслойной *p-n-p-n* структурой обладают такими свойствами, как быстродействие, достаточно большие рабочие напряжения и токи, мгновенная готовность к работе, высокий КПД, большой срок службы и др., которые обеспечили им широкое распространение в электронике, электротехнике, автоматике и в ряде других областей техники.

По принципу действия полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой существенно отличаются от транзисторов и в электрических устройствах действуют как полупроводниковые ключи, которые открываются и закрываются при *кратковременной* подаче соответствующих сигналов. Таким образом, эти полупроводниковые приборы обладают замечательным свойством «запоминать» заданное им внешним сигналом электрическое состояние.

В настоящее время тиристоры с успехом конкурируют с мощными транзисторами, тиратронами, электромеханическими и механическими реле и широко применяются в таких устройствах, как переключатели, реле времени, регуляторы напряжений, импульсные генераторы, управляемые выпрямители, инверторы, и др. Использование полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой позволяет более просто реализовать ряд известных схем, а также создавать новые устройства, схемы которых не имеют аналогов в ламповой и транзисторной технике.

Успешное и эффективное применение тиристоров возможно в тех случаях, когда радиолюбитель знаком не только с паспортными данными приборов, но и понимает физические принципы действия приборов, влияния на их работу различных факторов, а также отчетливо представляет методы построения схем тиристорных устройств. В то же время популярной радиотехнической литературы, в которой были бы систематизированы сведения о тиристорах и созданных на их основе устройствах, пока еще мало.

В настоящей книге читатель, недостаточно знакомый с полупроводниковыми приборами с четырехслойной *p-n-p-n* структурой и принципами использования их в различных устройствах, сможет найти ответы на основные возникающие у него вопросы. В книге рассматриваются физические основы работы и основные характеристики диодных и триодных тиристоров. Показаны способы и возможности применения этих приборов на примерах схем разнообразных устройств, приводятся рекомендации по выбору и расчету основных элементов схем.

Второе издание книги (первое вышло в 1978 г.) переработано и дополнено рядом схем тиристорных устройств, а также сведениями о некоторых типах триодных тиристоров. Можно надеяться, что схемы описанных устройств и принципы, заложенные в основу их работы, привлекут внимание читателя и послужат ему исходным материалом для разработки на их основе оригинальных устройств.

Отзывы о книге присылать по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь», Массовая радиобиблиотека.

Глава 1

УСТРОЙСТВО, ПРИНЦИП РАБОТЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ С ЧЕТЫРЕХСЛОЙНОЙ СТРУКТУРОЙ

1. Устройство, принцип работы, обозначения диодных и триодных тиристоров

Приборы с четырехслойной структурой *p-n-p-n* представляют собой один из видов многочисленного семейства полупроводниковых приборов, свойства которых определяются наличием в толще полупроводниковой пластины смежных слоев с различными типами проводимости. Основу такого прибора составляет кремниевая пластина, имеющая четырехслойную структуру, в которой чередуются слои с дырочной *p* и электронной *n* проводимостями (рис. 1,*а*). Эти четыре слоя образуют три *p-n* перехода J_1, J_2, J_3. Выводы в приборах с четырехслойной структурой делаются от двух крайних областей (*p* и *n*), а в большинстве приборов — и от внутренней области *p*.

Крайнюю область *p* структуры, к которой подключается положительный полюс источника питания, принято называть **анодом** *А*; крайнюю область *n*, к которой подключается отрицательный полюс этого источника, — **катодом** *К*, а вывод от внутренней области *p* — **управляющим электродом** *УЭ*. Естественно, что для полупроводникового прибора такие определения носят условный характер, однако они получили широкое распространение по аналогии с тиратронами и ими удобно пользоваться при описании схем с этими приборами.

Согласно ГОСТ 15133—77 все переключающие полупроводниковые приборы с двумя устойчивыми состояниями, имеющие три или более *p-n* перехода, на-

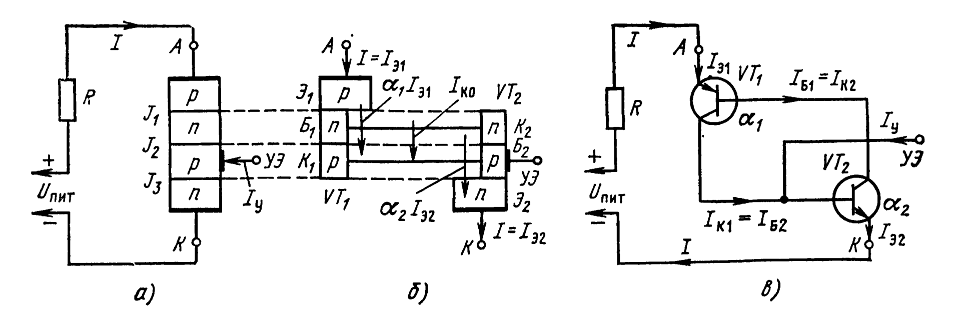


Рис. 1. Схематическое устройство полупроводникового прибора с четырехслойной структурой (*а*), представление его в виде двухтранзисторной схемы (*б*, *в*)

зываются **тиристорами**. Приборы с двумя выводами (анод и катод) называются **диодными тиристорами** или **динисторами**, а приборы с тремя выводами (анод, катод, управляющий электрод) — **триодными тиристорами** или **тринисторами**. В этой книге рассматриваются только эти два типа приборов, которые широко (особенно тринисторы) применяются в различных устройствах. С другими типами полупроводниковых приборов с многослойной структурой (запираемыми и симметричными тиристорами, фототиристорами и др.) читатель может познакомиться в [1—4].

Полупроводниковый прибор с четырехслойной структурой может быть моделирован комбинацией двух обычных транзисторов с различными типами проводимости (рис. 1,*б, в*): VT_1 со структурой *p-n-p* и VT_2 со структурой *n-p-n*. У транзистора VT_1 переход J_1 является эмиттерным, а переход J_2 — коллекторным, у транзистора VT_2 эмиттерным служит переход J_3, а коллекторным J_2; таким образом, оба транзистора имеют общий коллекторный переход J_2 (рис. 1,*б*). Крайние области четырехслойной полупроводниковой структуры являются эмиттерами, а внутренние — базами и коллекторами составляющих транзисторов VT_1 и VT_2.

База и коллектор транзистора VT_1 соединяются соответственно с коллектором и базой транзистора VT_2, образуя цепь внутренней положительной обратной связи (рис. 1,*б, в*). Действительно, из рис. 1,*в* видно, что коллекторный ток $I_{К1}$ транзистора VT_1 одновременно является базовым током $I_{Б2}$, отпирающим транзистор VT_2, а коллекторный ток $I_{К2}$ последнего — базовым током $I_{Б1}$, отпирающим транзистор VT_1, т. е. база каждого транзистора питается коллекторным током другого транзистора.

Рассмотрим режим работы полупроводникового прибора с четырехслойной структурой, когда на него подано небольшое напряжение: плюс источника питания $U_{пит}$ через резистор R подключен к аноду, минус — к катоду, а ток в цепи управляющего электрода равен нулю (рис 1,*а, в*). Напряжение такой полярности называется **прямым**. Приложенное к прибору напряжение распределяется между тремя *p-n* переходами структуры. При указанной полярности напряжения $U_{пит}$ оба эмиттерных перехода J_1 и J_3 составляющих транзисторов будут включены в прямом, а общий коллекторный переход J_2 — в обратном направлениях. Таким образом, все напряжение источника практически окажется приложенным к среднему переходу J_2, который препятствует протеканию большого тока через прибор, несмотря на то, что два других перехода структуры включены в прямом направлении. Через полупроводниковый прибор и во внешней цепи начинает протекать небольшой ток I_{J2} коллекторного перехода J_2, включенного в обратном направлении.

Обозначим через α_1 и α_2 интегральные коэффициенты передачи токов эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_2 соответственно. Из рассмотрения транзисторной схемы замещения (рис. 1,*б,в*) видно, что ток I_{J2}, протекающий через переход J_2, складывается из трех компонентов: коллекторных токов $\alpha_1 I_{Э1}$ и $\alpha_2 I_{Э2}$, созданных эмиттерными токами обоих транзисторов, и небольшого собственного обратного тока этого перехода $I_{К0}$, т. е.

$$I_{J2} = \alpha_1 I_{Э1} + \alpha_2 I_{Э2} + I_{К0},$$

где $I_{Э1}$ и $I_{Э2}$ — эмиттерные токи составляющих транзисторов VT_1 и VT_2 соответственно; $I_{К0}$ — собственный обратный ток коллекторного перехода J_2.

Как видно из рис. 1,*б, в*, токи $I_{Э1}$, $I_{Э2}$ и I_{J2} должны быть одинаковыми по значению с током во внешней цепи I и, следовательно, равны между собой, т. е. $I_{Э1}=I_{Э2}=I_{J2}=I$. Таким образом,

$$I=\alpha_1 I+\alpha_2 I+I_{К0},$$

отсюда

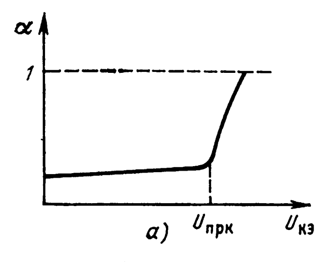
$$I=\frac{I_{К0}}{1-(\alpha_1+\alpha_2)}. \quad (1)$$

Уравнение (1) является основным соотношением для полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой *p-n-p-n*, из которого видно, что ток I через прибор зависит от значения коэффициентов α_1 и α_2 и резко возрастает, когда сумма $(\alpha_1+\alpha_2)$ приближается к единице.

Пока напряжение, приложенное к прибору, таково, что коллекторный переход J_2 остается включенным в обратном направлении, ток, протекающий через переход мал, а значения коэффициентов α_1 и α_2 много меньше единицы. Тогда на основании равенства (1) получаем, что ток во внешней цепи примерно равен собственному обратному току коллекторного перехода, который применительно к четырехслойной полупроводниковой структуре принято называть **током в закрытом состоянии**, т. е. $I \approx I_{К0}=I_{зс}$. В этом режиме оба транзистора находятся в выключенном состоянии, сопротивление между выводами *А* и *К*, которое определяется сопротивлением перехода J_2, включенного в обратном направлении, будет большое (сотни килоом), что соответствует *закрытому* (непроводящему) состоянию полупроводникового прибора с четырехслойной структурой.

Существуют два основных способа увеличения коэффициента α, получивших наибольшее распространение в практике. Известно, что значение коэффициента передачи тока эмиттера в кремниевых транзисторах существенно зависит от тока эмиттера, а также от напряжения между коллектором и эмиттером. На рис. 2 показаны примерные зависимости коэффициента α от напряжения коллектор — эмиттер (при токе базы, равном нулю) и от тока эмиттера кремниевого транзистора. При токах эмиттера, не превышающих долей миллиампера, значение α мало — менее 0,1. Оба способа воздействия на коэффициенты α_1 и α_2 используются для включения полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой.

Вначале рассмотрим способ открывания прибора путем повышения напряжения, приложенного к выводам анод — катод (рис. 1,*а, в*), полагая ток управляющего электрода $I_у$ равным нулю. Начнем постепенно увеличивать напряжение $U_{пит}$, а тем самым и напряжения, действующие между коллектором и эмиттером у каждого из составляющих транзисторов (рис. 1,*в*). Сначала ток через



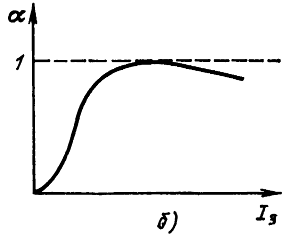


Рис. 2. Примерные зависимости коэффициента α от напряжения коллектор — эмиттер $U_{КЭ}$ (*а*) и от тока эмиттера $I_Э$ (*б*) у кремниевого транзистора

прибор остается практически неизменным, так как токи составляющих транзисторов и ток I_{K0} почти не возрастают, поскольку коллекторный переход J_2 продолжает оставаться включенным в обратном направлении, а коэффициенты α_1 и α_2 по-прежнему много меньше единицы (рис. 2,*а*). При дальнейшем повышении напряжения и по мере приближения его к пробивному напряжению перехода J_2 начинают увеличиваться токи составляющих транзисторов, ток I_{K0}, а следовательно, и коэффициенты α_1 и α_2. При некотором значении напряжения на приборе, которое называется напряжением переключения $U_{прк}$, происходит пробой перехода J_2, сопровождающийся лавинообразным нарастанием токов обоих составляющих транзисторов и тока через прибор.

При напряжениях, достаточно близких к напряжению лавинного пробоя коллекторного перехода J_2, следует учитывать эффект умножения носителей зарядов (дырок и электронов) при прохождении ими обратно включенного перехода J_2. Для упрощения можно предположить, что коэффициенты лавинного умножения дырок M_p и электронов M_n одинаковы: $M_p = M_n = M$. С учетом этого явления ток через коллекторный переход

$$I_{J2} = M(\alpha_1 I_{Э1} + \alpha_2 I_{Э2} + I_{K0}),$$

а уравнение (1) принимает вид

$$I = \frac{MI_{K0}}{1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)}, \tag{1a}$$

где M — коэффициент лавинного умножения носителей зарядов, который является функцией напряжения, приложенного к переходу J_2.

При напряжениях, подаваемых на прибор, пока коллекторный переход J_2 остается включенным в обратном направлении, умножение зарядов отсутствует, т. е. $M = 1$. Однако при приближении этого напряжения к значению $U_{прк}$ в коллекторном переходе начинает проявляться процесс ударной ионизации атомов, происходит образование дополнительных носителей и коэффициент M становится больше единицы.

Лавинное нарастание тока через *p-n-p-n* структуру начинается при напряжении, которое обеспечивает выполнение равенства $M(\alpha_1+\alpha_2)\approx 1$. При этом условии оба составляющих транзистора переходят в режим насыщения, сопротивление между выводами A и K прибора падает до нескольких ом, что соответствует сопротивлению трех последовательно соединенных *p-n* переходов, включенных в прямом направлении. Ток через прибор, который называется током в открытом состоянии (прямой или анодный ток), практически ограничивается лишь сопротивлением внешней цепи R (рис. 1,*а, в*), а падение напряжения на приборе, которое называется напряжением в открытом состоянии $U_{ос}$, составляет единицы вольт. Такой режим соответствует *открытому* (проводящему) состоянию прибора с четырехслойной структурой.

Следует заметить, что при переходе составляющих транзисторов в режим насыщения напряжения их коллекторных переходов становятся примерно равными нулю, и если в момент переключения коэффициент $M > 1$, то после переключения он становится равным единице.

Открытое состояние полупроводникового прибора с четырехслойной структурой сохраняется, пока через него протекает ток, обеспечивающий выполнение равенства $\alpha_1+\alpha_2\approx 1$ при малом значении напряжения на приборе. Наименьшее значение этого тока называется удерживающим током $I_{уд}$.

Второй способ переключения приборов из закрытого состояния в открытое основан на том, что в кремниевых транзисторах коэффициент α в сильной степени зависит от тока эмиттера (рис. 2,*б*) и быстро возрастает при увеличении этого тока. На эмиттерный ток транзистора можно воздействовать током базы; поэтому полупроводниковый прибор с четырехслойной структурой можно перевести в открытое состояние, если пропустить ток в цепи базы одного из составляющих транзисторов, что приведет к увеличению тока эмиттера и соответственно коэффициента α этого транзистора. Этот способ применяется для открывания трехэлектродных приборов. В дальнейшем мы будем рассматривать только такие трехэлектродные полупроводниковые приборы, у которых вывод управляющего электрода сделан из внутренней *p*-области структуры (*p* — база транзистора VT_2 на рис. 1,*б, в*). В этом случае для включения прибора ток управляющего электрода $I_у$, подаваемый от дополнительного внешнего источника, должен иметь направление, соответствующее направлению тока базы транзистора *n-p-n*(VT_2), т. е. втекать в базу (рис. 1,*в*).

С учетом управляющего тока $I_у$ ток, протекающий через средний коллекторный переход J_2, будет

$$I_{J2} = \alpha_1 I_{Э1} + \alpha_2 I_{Э2} + I_{К0} + \alpha_2 I_у,$$

и тогда уравнение (1) для тока через прибор несколько изменится:

$$I = \frac{I_{К0} + \alpha_2 I_у}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} . \tag{1б}$$

Рассмотрим процесс включения трехэлектродного прибора, между анодом и катодом которого действует напряжение $U_{пит}$, которое меньше, чем напряжение переключения, а в цепь управляющего электрода от внешнего источника подан ток $I_у$ (рис. 1,*в*).

Механизм включения полупроводникового прибора с четырехслойной структурой посредством тока $I_у$ можно пояснить, используя двухтранзисторную схему замещения (рис. 1,*б, в*). Протекая в цепи база — эмиттер транзистора VT_2, ток $I_у$ увеличивает эмиттерный и коллекторный токи этого транзистора и тем самым — коэффициент α_2. Однако коллекторный ток транзистора VT_2 является базовым током второго транзистора и, протекая в цепи базы транзистора VT_1, открывает последний. Эмиттерный и коллекторный токи транзистора VT_1 возрастают, растет и коэффициент α_1. Коллекторный ток VT_1, протекая в цепи базы транзистора VT_2 и складываясь с током управляющего электрода $I_у$, приводит к дальнейшему росту эмиттерного и коллекторного токов транзистора VT_2. Таким образом, благодаря действию внутренней положительной обратной связи по току создаются условия для лавинного нарастания тока через *p-n-p-n* структуру (1б) и прибор переключается в открытое состояние. Следует обратить внимание на то, что ток управляющего электрода $I_у$ позволяет увеличить коэффициент α_2 и таким образом начать процесс лавинообразного нарастания тока через *p-n-p-n* структуру независимо от значения напряжения $U_{пит}$, действующего между анодом и катодом прибора.

После включения прибора управляющий ток может быть сделан равным нулю. При этом благодаря действию положительной обратной связи составляющие транзисторы VT_1 и VT_2 останутся в режиме насыщения, ибо ток базы, необходимый для насыщения каждого из транзисторов, обеспечивается коллекторным

током дополняющего транзистора. В этом состоит принципиальное различие между полупроводниковыми приборами с четырехслойной *p-n-p-n* структурой и транзисторами (последние сохраняют открытое состояние, пока цепь базы питается током от какого-либо внешнего источника). Как и при первом способе отпирания, прибор остается в открытом состоянии, пока протекающий через него ток обеспечивает выполнение условия $\alpha_1+\alpha_2\approx 1$.

Оба рассмотренных способа увеличения коэффициентов α используются на практике для переключения из закрытого состояния в открытое полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой. Первый способ — для переключения двухэлектродных приборов (динисторов), второй — для включения трехэлектродных приборов (тринисторов). При любом способе отпирания время перехода приборов из закрытого состояния в открытое составляет единицы микросекунд.

Открытый полупроводниковый прибор можно вновь перевести в закрытое состояние, если уменьшить протекающий через него ток так, чтобы стало выполняться условие $(\alpha_1+\alpha_2)\ll 1$, или просто на короткое время разомкнуть внешнюю цепь, сделав прямой ток равным нулю.

Обратимся теперь к случаю, когда к аноду полупроводникового прибора с четырехслойной структурой приложено относительно небольшое напряжение обратной полярности, так называемое о б р а т н о е н а п р я ж е н и е (плюс к катоду, минус к аноду), а ток в цепи управляющего электрода равен нулю. При подаче напряжения обратной полярности оба крайних (эмиттерных) перехода J_1 и J_3 четырехслойной полупроводниковой структуры включаются в обратном, а средний (коллекторный) переход J_2 — в прямом направлениях. Обычно переход J_3 обладает очень слабой запирающей способностью, и поэтому все напряжение внешнего источника практически оказывается приложенным к переходу J_1. При этом через прибор и во внешней цепи будет протекать небольшой ток перехода J_1, включенного в обратном направлении, который называется **о б р а т н ы м т о к о м** $I_{обр}$.

Если увеличивать обратное напряжение, то при некотором его значении произойдет электрический пробой перехода J_1, что может привести к разрушению прибора. Обратное напряжение для полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой строго ограничивается по значению, а для некоторых типов приборов оно вообще недопустимо.

Итак, механизм действия полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой (тиристоров) имеет резко выраженный ключевой характер. Приборы могут находиться только в одном из двух устойчивых состояний: «Закрыто» и «Открыто». Эта особенность приборов отражена в их названии: «тира» — по-гречески означает дверь.

Полупроводниковые приборы с четырехслойной *p-n-p-n* структурой изготавливаются из кремния, что обусловлено, во-первых, сильной зависимостью в кремниевой структуре коэффициентов α от протекающего тока, во-вторых, возможностью получить *p-n* переходы на более высокие пробивные напряжения по сравнению с германиевыми структурами и, в-третьих, более высокой допустимой рабочей температурой.

Каждый полупроводниковый прибор монтируется в герметичном металлическом корпусе, предохраняющем его от внешних воздействий. Динисторы и тринисторы малой мощности имеют проволочные выводы электродов и выпускаются в корпусах, аналогичных соответственно корпусам выпрямительных диодов и

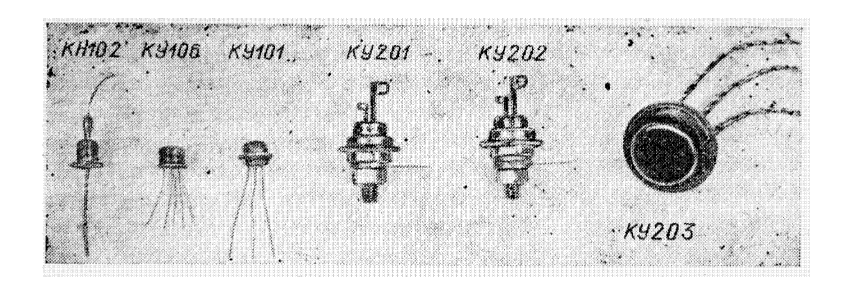


Рис. 3. Общий вид динистора типа КН102, тринисторов типов КУ101, КУ201, КУ202, КУ203 и гибридного тиристора КУ106

транзисторов средней мощности (рис. 3). Тринисторы средней мощности выпускаются в специальных корпусах, в которых поверхность монокристалла с проводимостью *p*-типа припаяна к медному основанию корпуса, служащего анодом прибора. Корпус имеет болт (анодный вывод) для крепления к радиатору, который обеспечивает отвод тепла, выделяющегося в полупроводниковой структуре при работе прибора. Выводы катода и управляющего электрода — жесткого типа и сделаны через керамический изолятор в верхней части корпуса.

Отечественной промышленностью выпускаются разнообразные полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой (главным образом тринисторы), охватывающие широкий диапазон напряжений и токов. Внешний вид динистора и некоторых типов тринисторов малой и средней мощностей отечественного производства показан на рис. 3.

Динисторам и тринисторам малой и средней мощностей присваиваются обозначения, состоящие из следующих элементов.

Первый элемент обозначения — буква К (или цифра 2) определяет, что исходным полупроводниковым материалом, из которого изготовлен прибор, служит кремний.

Второй элемент обозначения — буква, указывающая подкласс прибора: Н — тиристоры диодные (динисторы), У — тиристоры триодные (тринисторы).

Третий элемент обозначения — цифра, определяющая мощность прибора. Диодные и триодные тиристоры малой мощности (с допустимым значением постоянного тока в открытом состоянии не более 0,3 А) обозначаются цифрой 1, а приборы средней мощности (с допустимым значением постоянного тока в открытом состоянии от 0,3 до 10 А) — цифрой 2.

Четвертый и пятый элементы обозначения — число от 01 до 99 определяет порядковый номер разработки прибора.

Шестой элемент обозначения — буква русского алфавита от А до Я, указывающая параметрическую группу в данном подклассе приборов.

Примеры обозначения: КН102А — динистор малой мощности, КУ101Е — тринистор малой мощности, КУ201Л — тринистор средней мощности.

В радиолюбительской практике наибольшее применение находят динисторы типа КН102, тринисторы типов КУ101, КУ201 и КУ202 с различными буквенными индексами. Могут встретиться устаревшие и снятые с производства приборы, имеющие обозначения: динисторы Д227, Д228 и тринисторы Д235, Д238. Основные параметры приборов Д227 и Д228 аналогичны или близки соответст-

вующим параметрам динисторов типа КН102. Приборы типов Д235 и Д238 по значению прямого тока (постоянного и импульсного), а также по допустимой рассеиваемой мощности эквивалентны тринисторам типов КУ201 и КУ202 соответственно, однако максимальное прямое напряжение для приборов типа Д235 не превышает 100 В, а для приборов Д238 150 В.

Условные графические обозначения динисторов и тринисторов на электрических схемах показаны на рис. 4 (ГОСТ 2.730—73*).

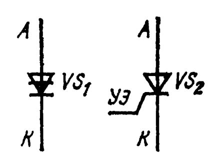


Рис. 4. Условные графические обозначения динистора VS_1 и тринистора VS_2 на электрических схемах

2. Вольт-амперные характеристики диодных и триодных тиристоров

Режим работы динисторов и тринисторов хорошо иллюстрируется их статическими вольт-амперными характеристиками, из которых можно получить представление об основных параметрах этих приборов. На рис. 5,*а* приведена типовая вольт-амперная характеристика динистора. Здесь по горизонтальной оси отложено напряжение U между его анодом и катодом (анодное напряжение), а по вертикальной — ток I, протекающий через прибор. Область характеристики при положительных анодных напряжениях образует прямую ветвь, а при отрицательных — обратную ветвь характеристики. На характеристике можно выделить четыре участка, обозначенные на рис. 5,*а* арабскими цифрами, каждый из которых соответствует особому состоянию четырехслойной полупроводниковой структуры.

Участок *1* характеристики соответствует закрытому состоянию (в прямом направлении) динистора. На этом участке сумма коэффициентов $(\alpha_1+\alpha_2)\ll 1$ и через динистор протекает небольшой ток $I_{зс}$ — ток прибора в закрытом состоянии. В закрытом состоянии сопротивление промежутка анод — катод прибора велико и обратно пропорционально значению тока $I_{зс}$. В пределах участка *1* увеличение анодного напряжения мало влияет на ток, пока не будет достигнуто напряжение (точка *а* характеристики), при котором в четырехслойной полупроводниковой структуре наступает лавинообразный процесс нарастания тока, и динистор переключается в открытое состояние. Прямое напряжение, соот-

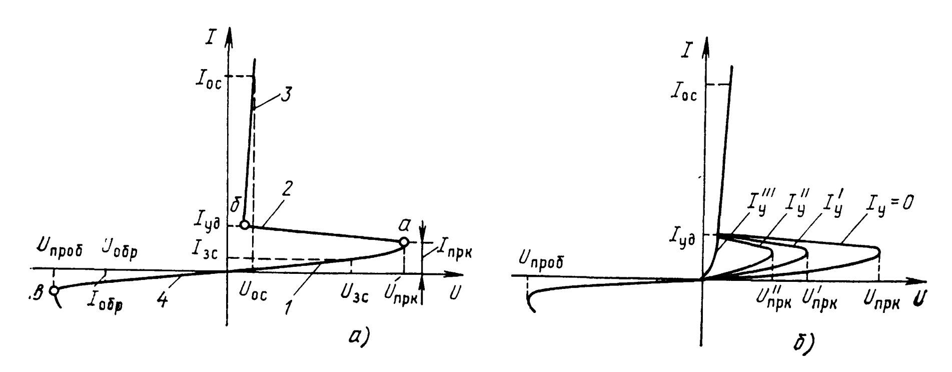


Рис. 5. Статические вольт-амперные характеристики динистора (*а*) и тринистора (*б*)

ветствующее точке *а* характеристики, называется напряжением переключения $U_{прк}$, а ток, протекающий при этом через прибор, — током переключения $I_{прк}$ [параметры режима, при которых $M(\alpha_1+\alpha_2)\approx 1$].

В процессе переключения динистора в открытое состояние незначительное увеличение тока сопровождается быстрым уменьшением напряжения на аноде прибора (участок *2*), так как составляющие транзисторы переходят в режим насыщения (рис. 1,*б*, *в*). Сопротивление динистора в пределах участка *2* становится отрицательным. Причину этого можно пояснить следующим образом. Произведение $M(\alpha_1+\alpha_2)$ в процессе переключения не может становиться больше единицы, поскольку ток через динистор не меняет своего направления [см. равенство (1а)]. Таким образом, возрастание суммы $\alpha_1+\alpha_2$ должно сопровождаться снижением значения коэффициента умножения *М*, что возможно лишь при уменьшении напряжения на коллекторном переходе J_2, т. е. на аноде динистора.

Участок *3* вольт-амперной характеристики соответствует открытому состоянию прибора. В пределах этого участка все три *р-п* перехода полупроводниковой структуры включены в прямом направлении и относительно малое напряжение, приложенное к прибору, может создать большой ток $I_{ос}$ в открытом состоянии, который при данном напряжении источника питания практически определяется только сопротивлением внешней цепи. Падение напряжения на открытом приборе — напряжение в открытом состоянии $U_{ос}$, как и у обычного диода, незначительно зависит от прямого тока. Что касается значения наибольшего постоянного тока, который может пропускать прибор в этом режиме, то, как обычно в полупроводниковых структурах, он определяется площадью *р-п* перехода и условиями охлаждения прибора.

Динистор сохраняет открытое состояние, пока прямой ток $I_{пр}$ будет *больше* некоторого минимального значения — удерживающего тока $I_{уд}$ (точка *б* на характеристике). При снижении тока до значения $I_{пр}<I_{уд}$ динистор скачком возвратится в закрытое состояние.

Таким образом, динистор может находиться в одном из двух устойчивых состояний. Первое (участок *1*) характеризуется большим напряжением на приборе ($U_{зс}$) и незначительным током ($I_{зс}$), протекающим через него, а второе (участок *3*) — малым напряжением на приборе ($U_{ос}$) и большим током ($I_{ос}$). Рабочая точка на участке *2* вольт-амперной характеристики находиться не может.

Участок *4* характеризует собой режим динистора, когда к его электродам приложено напряжение обратной полярности $U_{обр}$ (плюс к катоду, минус к аноду), — непроводящее состояние в обратном направлении. Как отмечалось в § 1, режим полупроводникового прибора с четырехслойной структурой при подаче напряжения обратной полярности определяется запирающими свойствами *р-п* перехода J_1 (рис. 1,*а*). Таким образом, обратная ветвь вольт-амперной характеристики фактически определяет режим перехода J_1, включенного в обратном направлении, и имеет такой же вид, как и обратная ветвь характеристики обычного кремниевого диода. Обратный ток $I_{обр}$ мал и примерно равен току в закрытом состоянии. Если увеличивать (по абсолютному значению) напряжение $U_{обр}$, то при некотором его значении $U_{проб}$, называемым обратным напряжением пробоя (точка *в* на участке *4*), наступает пробой перехода J_1, который может привести к разрушению прибора. Поэтому подавать на полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой даже на ко-

роткое время обратное напряжение, близкое к $U_{проб}$, недопустимо. Наибольшее обратное напряжение, которое может выдерживать прибор, указывается в его паспортных данных и при эксплуатации не должно превышаться.

Рассмотрим теперь семейство статических вольт-амперных характеристик тринистора, изображенное на рис. 5,*б*. Изменяемым параметром семейства является значение тока $I_у$ в цепи управляющего электрода.

Вольт-амперная характеристика при токе $I_у=0$, по существу, представляет собой характеристику динистора и обладает всеми особенностями, рассмотренными выше. При подаче управляющего тока и его последующем увеличении ($I'''_у>I''_у>I'_у>0$) участки *1* и *2* характеристики укорачиваются, а напряжение переключения снижается ($U''_{прк}<U'_{прк}<U_{прк}$). Каждая характеристика, соответствующая большему току $I_у$, располагается внутри предшествующей. Наконец, при некотором значении управляющего тока $I'''_у$ вольт-амперная характеристика тринистора вообще «спрямляется» и становится подобной прямой ветви характеристики обычного кремниевого диода (рис 5,*б*). Соответствующее значение управляющего тока называется о т п и р а ю щ и м током управления $I'''_у=I_{у.от}$. Физически это означает, что при токе управления $I_у \geqslant I_{у.от}$ сумма $(\alpha_1+\alpha_2)\approx 1$ и средний переход J_2 полупроводниковой четырехслойной структуры тринистора всегда оказывается в режиме насыщения. Следовательно, при подаче такого тока управления тринистор переключается из закрытого состояния в открытое при любом значении прямого (анодного) напряжения, находящегося в пределах $0<U_{пр}\leqslant U_{зс}$.

Управляющий электрод тринистора выполняет роль своеобразного «поджигающего» электрода (аналогично действию сетки в тиратроне). Причем управляющее действие этого электрода проявляется лишь в момент включения тринистора: закрыть прибор или изменить значение тока, протекающего через открытый прибор, изменяя ток управления, невозможно. (Исключение составляет специальный тип приборов — запираемые тиристоры, которые открываются положительным, а закрываются отрицательным сигналами на управляющем электроде [2].)

Выключить открытый тринистор можно, как и динистор, только сделав прямой ток меньше значения удерживающего тока $I_{уд}$ (рис. 5,*б*).

Способ открывания тринисторов током управляющего электрода имеет существенные достоинства, так как позволяет коммутировать большие мощности в нагрузке маломощным управляющим сигналом (коэффициент усиления по мощности составляет примерно $5\cdot10^2 \dots 2\cdot10^3$).

Важной особенностью почти всех типов полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой является их способность работать в импульсных режимах с токами, значительно превышающими допустимые постоянные токи в открытом состоянии. Так, например, динисторы КН102 при постоянном токе не более 0,2 А допускают импульсный ток до 10 А, тринисторы типов КУ203 и КУ216 способны пропускать импульсные токи до 100 А при допустимом постоянном токе 5 А и т. д.

При описании принципов работы ключевых устройств на динисторах и тринисторах, кроме статических вольт-амперных характеристик приборов (рис. 5) пользуются и нагрузочными характеристиками. Применительно к устройствам с динисторами и тринисторами нагрузочная характеристика (нагрузочная прямая или линия нагрузки) отражает зависимость прямого тока $I_{пр}$ от напряжени

на аноде прибора $U_{пр}$ при наличии в анодной цепи сопротивления нагрузки $R_н$ (рис. 6,*а*). Ее аналитическое выражение

$$I_{пр} = \frac{U_{пит}}{R_н} - \frac{U_{пр}}{R_н}$$

получают на основании второго закона Кирхгофа.

Нетрудно заметить, что это действительно уравнение прямой линии, отсекающей на осях координат отрезки $U_{пр}=U_{пит}$ при $I_{пр}=0$ и $I_{пр}=U_{пит}/R_н$ при $U_{пр}=0$.

На рис. 6,*б* нагрузочная прямая изображена совместно с вольт-амперной характеристикой тринистора. Угол наклона линии нагрузки ψ прямо пропорционален значению $\operatorname{arctg} 1/R_н$ и зависит от сопротивления нагрузки $R_н$. Для нормальной работы ключевых устройств нагрузочная прямая должна пересекаться со всеми тремя участками прямой ветви вольт-амперной характеристики тринистора (или динистора), что обеспечивается соответствующим выбором напряжения источника питания и сопротивления анодной нагрузки. На рис. 6,*б* линия нагрузки пересекается с вольт-амперной характеристикой, соответствующей току управляющего электрода $I_у=0$ в точках K_1, K_2 и K_3. Точка K_1, расположенная на участке *1*, характеризует устойчивое состояние устройства (рис. 6,*а*) в режиме «Выключено», когда тринистор закрыт. Точка K_3, расположенная на участке *3*, характеризует устойчивое состояние в режиме «Включено» — тринистор открыт. Наконец, точка K_2 на участке *2* соответствует неустойчивому состоянию устройства, в котором оно находиться не может, и поэтому переходит в одно из двух устойчивых состояний. На рис. 6,*б* показано, что для открывания тринистора при напряжении источника питания $U_{пит}$ в цепь управляющего электрода необходимо подать ток $I_у \geqslant I'_у$. При управляющем токе $I'_у$ участок *1* вольт-амперной характеристики укорачивается и в точке K' касается линии нагрузки. Вследствие нестабильности этой точки тринистор скачком переключается в открытое состояние, определяемое устойчивой точкой K_3. В практических устройствах для открывания тринистора обычно выбирают ток управляющего электрода равным $I_у \gg I_{у\,от}$, при этом вольт-амперная характеристика прибора спрямляется (рис. 5,*б*), что гарантирует устойчивое включение прибора независимо от значения напряжения $U_{пит}$.

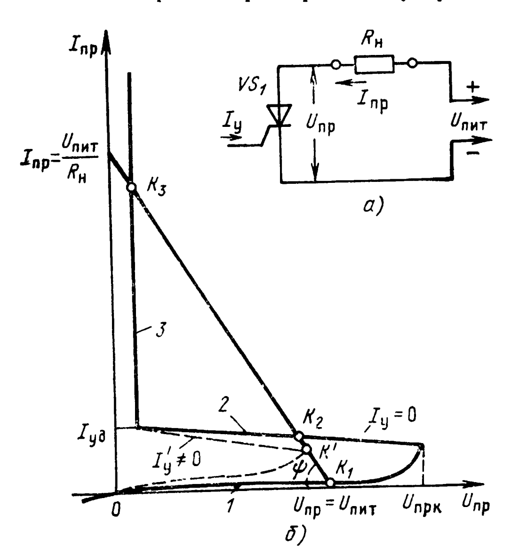


Рис. 6. Схема тринистора с анодной нагрузкой в цепи постоянного тока (*а*) и нагрузочная характеристика (*б*)

Если сопротивление анодной нагрузки $R_н$ увеличивать, то угол наклона линии нагрузки ψ уменьшается, а рабочая точка K_3 смещается вниз по участку *3* вольт-амперной характеристики прибора и в конце концов вообще выйдет за пределы этого участка. При

таком сопротивлении анодной нагрузки прямой ток становится меньше значения удерживающего тока, и тринистор (или динистор) вновь возвратится в закрытое состояние.

Переход прибора из одного устойчивого состояния в другое всегда происходит при кратковременном пересечении нагрузочной прямой с вольт-амперной характеристикой в одной точке противоположного состояния.

3. Основные электрические параметры приборов

Терминология, относящаяся к электрическим параметрам тиристоров, существенно отличается от терминологии, принятой в транзисторной технике. Определения и буквенные обозначения электрических параметров тиристоров устанавливаются ГОСТ 20332—84.

Электрические параметры тиристоров можно разделить на две группы: первая характеризует пребывание приборов в одном из устойчивых состояний — закрытом или открытом, вторая — процесс переключения из одного какого-либо устойчивого состояния в другое. Рассмотрим некоторые основные параметры, которые непосредственно связаны с использованием приборов в радиолюбительской практике.

Для лучшего понимания физической сущности параметров первой группы удобно воспользоваться статическими вольт-амперными характеристиками тиристоров (рис. 5).

1. Постоянное напряжение в закрытом состоянии $U_{зс}$ — наибольшее прямое напряжение, которое длительное время может быть приложено к прибору и при котором он находится в закрытом состоянии, т. е. сохраняет состояние высокого сопротивления.

2. Постоянный ток в закрытом состоянии $I_{зс}$ — ток в закрытом состоянии при определенном прямом напряжении (обычно при напряжении $U_{зс}$).

3. Импульсное неповторяющееся напряжение в закрытом состоянии $U_{зс.нп}$ — наибольшее мгновенное значение любого неповторяющегося напряжения на аноде тиристора, не вызывающее его переключение из закрытого состояния в открытое.

4. Постоянное обратное напряжение $U_{обр}$ — наибольшее напряжение, которое длительное время может быть приложено к прибору в обратном направлении и при котором он сохраняет состояние высокого сопротивления.

5. Постоянный обратный ток $I_{обр}$ — обратный анодный ток при определенном обратном напряжении (обычно при напряжении $U_{обр}$).

Значения $U_{зс}$, $I_{зс}$, $U_{обр}$ и $I_{обр}$ в справочных данных указываются для определенной (обычно максимально допустимой) температуры окружающей среды, в которой работает прибор.

6. Обратное напряжение пробоя $U_{проб}$ — обратное напряжение на приборе, при котором обратный ток через прибор становится больше допустимого значения (точка *в* на рис. 5,*а*).

7. Напряжение переключения $U_{прк}$ — прямое напряжение, соответствующее точке перегиба вольт-амперной характеристики (точка *а* на рис. 5,*а*).

8. Ток переключения $I_{прк}$ — ток через прибор в момент переключения. Параметры $U_{прк}$ и $I_{прк}$ указываются только для динисторов.

9. Удерживающий ток $I_{уд}$ — наименьший прямой ток, который необходим для поддержания прибора в открытом состоянии (точка *б* на рис. 5,*а*).

10. Напряжение в открытом состоянии $U_{\text{ос}}$ — падение напряжения на приборе, обусловленное током в открытом состоянии.

11. Ток в открытом состоянии $I_{\text{ос}}$ — наибольшее значение постоянного тока в открытом состоянии.

12. Повторяющийся импульсный ток в открытом состоянии $I_{\text{ос.и}}$ — наибольшая амплитуда периодически повторяющихся импульсов тока в открытом состоянии с определенной длительностью и скважностью.

13. Импульсное отпирающее напряжение $U_{\text{от.и}}$ — наименьшая амплитуда импульса прямого напряжения с определенной длительностью фронта, обеспечивающая переключение динистора из закрытого состояния в открытое.

14. Постоянный отпирающий ток управления $I_{\text{у.от}}$ — наименьший постоянный ток управляющего электрода, необходимый для переключения тринистора из закрытого состояния в открытое.

15. Постоянное отпирающее напряжение управления $U_{\text{у.от}}$ — напряжение между управляющим электродом и катодом тринистора, соответствующее постоянному отпирающему току управления (измеряется непосредственно перед моментом отпирания прибора).

16. Импульсный отпирающий ток управления $I_{\text{у.от.и}}$ — наименьшая амплитуда импульса тока управляющего электрода (с определенной длительностью), при которой обеспечивается переключение тринистора из закрытого состояния в открытое.

17. Импульсное отпирающее напряжение управления $U_{\text{у.от.и}}$ — значение амплитуды импульса напряжения на управляющем электроде (с определенной длительностью), соответствующее импульсному отпирающему току управления.

18. Неотпирающее постоянное напряжение управления $U_{\text{у.нот}}$ — наибольшее постоянное напряжение на управляющем электроде, не вызывающее переключение тринистора из закрытого состояния в открытое.

19. Неотпирающий постоянный ток управления $I_{\text{у.нот}}$ — наибольший постоянный ток в цепи управляющего электрода тринистора, не вызывающий его переключение из закрытого состояния в открытое.

20. Средняя рассеиваемая мощность $P_{\text{ср}}$ — сумма всех средних мощностей, рассеиваемых тиристором (указывается при определенной температуре окружающей среды или корпуса прибора).

Основные параметры, характеризующие процессы переключения (коммутации) динисторов и тринисторов из закрытого состояния в открытое и наоборот, следующие.

1. Время включения (динистора) $t_{\text{вкл}}$ — интервал времени между моментом, соответствующим уровню 0,1 амплитуды импульсного отпирающего напряжения, и моментом, когда прямой ток увеличивается до 0,9 его значения в открытом состоянии.

2. Время включения тринистора по управляющему электроду $t_{\text{у.вкл}}$ — интервал времени между моментом, соответствующим уровню 0,1 амплитуды отпирающего импульса тока управления, и моментом, когда прямой ток увеличивается до 0,9 его значения в открытом состоянии.

3. Время выключения $t_{\text{выкл}}$ — наименьший интервал времени между моментом, когда прямой ток уменьшается до нуля (при переключении прибора из открытого состояния в закрытое), и моментом, когда повторно поданное прямое напряжение не возвращает прибор в открытое состояние.

4. Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии $(du_{зс}/dt)_{кр}$ — наибольшее значение скорости нарастания прямого напряжения, которое не вызывает переключение прибора из закрытого состояния в открытое.

5. Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии $(di_{ос}/dt)_{кр}$ — наибольшее значение скорости нарастания прямого (анодного) тока в процессе отпирания, при которой тринистор остается в рабочем состоянии.

Тиристоры рассчитаны для работы в достаточно широком диапазоне температур окружающей среды. Например, динисторы типа КН102 — на интервал рабочих температур от —40 до +70° С, тринисторы КУ101 — от —55 до +85° С, КУ104 и КУ110 — от —40 до +85° С, КУ201 и КУ202 — от —55 до +70° С, КУ203 — от —60 до +120° С. Однако некоторые параметры тиристоров, как и других полупроводниковых приборов, несколько меняются в диапазоне температур. Характер изменения у всех типов тиристоров одинаков, и эти закономерности полезно знать при практическом использовании приборов.

С повышением температуры окружающей среды несколько возрастают ток в закрытом состоянии и обратный ток, что приводит к некоторому снижению напряжения переключения и обратного пробивного напряжения, соответственно уменьшается значение удерживающего тока. При отрицательных температурах увеличивается минимальное значение отпирающего тока управления, а также время включения по управляющему электроду тринистора, несколько возрастает напряжение приборов в открытом состоянии.

Параметры динисторов типа КН102, а также некоторых типов тринисторов малой и средней мощностей, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в приложении. Данные других типов тринисторов читатель может найти в справочниках [3, 4].

Параметры тиристоров, приводимые в справочных данных, позволяют произвести выбор прибора в зависимости от статических и коммутационных характеристик устройства, для которого он предназначен. При этом следует иметь в виду, что использование тиристоров при напряжениях и токах, равных предельно допустимым значениям, нежелательно, так как в этом случае любые случайные колебания режима работы устройств могут привести к повреждению приборов.

Глава 2

СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ ДИОДНЫМИ И ТРИОДНЫМИ ТИРИСТОРАМИ

4. Общие замечания

В большинстве устройств динисторы и тринисторы фактически выполняют функции двухпозиционных переключателей, которые характеризуются большим сопротивлением в закрытом и малым — в открытом состояниях. Основные требования, предъявляемые к приборам в таких устройствах: надежность сохранения закрытого или открытого состояния и быстрый переход из одного состояния в другое при подаче переключающих (управляющих) сигналов.

В тех устройствах, для которых время коммутации не имеет решающего значения, управление динисторами и тринисторами осуществляется выключателями, кнопками, контактами реле и т. д. В различных импульсных устройствах

переключение приборов производится посредством коммутирующих импульсов с достаточно крутым фронтом.

Прежде чем рассмотреть способы управления приборами, отметим основные положения, общие как для динисторов, так и для тринисторов.

Если прибор относительно продолжительное время находится в закрытом состоянии под прямым напряжением, то такой режим называется **ждущим**. Для надежного сохранения закрытого состояния в ждущем режиме прямое (анодное) напряжение на динисторе или тринисторе (напряжение источника питания $U_{пит}$) должно быть

$$U_{пит} \leqslant U_{зс}, \qquad (2)$$

где $U_{зс}$ — наибольшее постоянное прямое напряжение (приводится в справочных данных), при котором гарантируется длительное пребывание прибора в закрытом состоянии.

Значение $U_{зс}$ в справочных данных указывается для определенной положительной температуры окружающей среды.

Если закрытый динистор или тринистор подвержен действию наводок, бросков (всплесков) напряжения такой полярности, что прямое напряжение на нем возрастает, то исходное напряжение источника питания должно соответствовать условию

$$U_{пит} + U_{пом} \leqslant U_{зс \cdot нп},$$

где $U_{пом}$ — напряжение помехи, возникающее на приборе; $U_{зс.нп}$ — наибольшее мгновенное значение неповторяющегося напряжения на аноде прибора, не вызывающее его переключение.

Вообще, для повышения надежности условие (2) целесообразно выполнять с некоторым запасом; так, если принять $U_{пит} = 0{,}7\, U_{зс}$, то надежность увеличится в несколько раз [3]. Необходимо отметить, что в ждущем режиме через полупроводниковый прибор с четырехслойной структурой, а следовательно, и во внешней цепи протекает ток закрытого состояния прибора $I_{зс}$, нагружающий источник питания.

После кратковременной подачи включающего сигнала тиристор останется в проводящем состоянии, если прямой (анодный) ток $I_{пр}$ будет *больше* удерживающего тока $I_{уд}$, т. е. условием сохранения открытого состояния прибора является неравенство

$$I_{пр} > I_{уд}. \qquad (3)$$

Ток через прибор при данном напряжении источника питания $U_{пит}$ практически определяется сопротивлением анодной нагрузки $R_н$:

$$I_{пр} = I_н = (U_{пит} - U_{ос})/R_н \approx U_{пит}/R_н, \qquad (4)$$

где $U_{ос}$ — падение напряжения на открытом приборе; обычно $U_{ос} \ll U_{пит}$.

Значение удерживающего тока используемого типа динистора или тринистора ограничивает максимальное сопротивление анодной нагрузки $R_{н\,max}$, при которой прибор может находиться в открытом состоянии. Действительно, используя неравенство (3), получаем

$$R_{н\,max} < (U_{пит} - U_{ос})/I_{уд}.$$

Приборы малой мощности имеют удерживающий ток 1 ... 25 мА, а приборы средней мощности 100 ... 300 мА.

Итак, для длительного пребывания тиристора в открытом состоянии максимальный постоянный ток нагрузки $I_{н\,max}$ не должен превышать значение допустимого постоянного тока прибора в открытом состоянии $I_{ос}$, а минимальный ток нагрузки $I_{н\,min}$ быть больше удерживающего тока, т. е.

$$I_{н\,max} \leqslant I_{ос}; \quad I_{н\,min} > I_{уд}. \tag{5}$$

Для выключения динистора или тринистора необходимо каким-либо способом кратковременно снизить прямой (анодный) ток до значения *меньшего*, чем значение удерживающего тока, т. е. выполнить условие

$$I_{пр} < I_{уд}. \tag{6}$$

В момент выключения тринистора ток управляющего электрода должен быть равным нулю.

5. Включение диодных тиристоров

Прямое напряжение (напряжение источника питания $U_{пит}$) на закрытом динисторе в общем случае выбирается из условия (2). Обычно для этих приборов паспортное значение $U_{зс}$ соответствует $U_{зс} \approx 0{,}5\,U_{прк}$.

Переключение динистора из закрытого состояния в открытое производится по *аноду*, т. е. необходимо тем или иным способом увеличить прямое напряжение так, чтобы оно превысило напряжение переключения:

$$U_{пр} \geqslant U_{прк}.$$

Следует иметь в виду, что значение напряжения $U_{прк}$ для динисторов одной и той же группы может существенно (в 1,5 ... 2 раза) отличаться от одного образца прибора к другому.

Наиболее часто динисторы используются в устройствах, где их переключение производится импульсами напряжения соответствующей полярности. В связи с этим в справочных данных динисторов обычно вместо значения $U_{прк}$ приводится амплитуда импульсного отпирающего напряжения $U_{от.и}$, при которой гарантируется выполнение условия

$$U_{пит} + U_{от.и} > U_{прк}$$

и, следовательно, надежное переключение данного типа динистора независимо от значения напряжения $U_{пит}$, выбранного из условия (2).

Для динисторов типа КН102 значение $U_{от.и}$ примерно в 3 ... 4 раза превышает напряжение $U_{зс}$ (см. приложение).

Переключение динисторов импульсами с достаточно коротким фронтом значительно повышает стабильность момента отпирания. Длительность отпирающих импульсов $\tau_{от}$ обычно должна быть не менее нескольких микросекунд. Например, для динисторов типа КН102 — не менее 2 мкс.

На рис. 7,*а, б* показаны способы переключения динисторов из закрытого состояния в открытое импульсами напряжения различной полярности с амплитудой $U_{вх.и} \geqslant U_{от.и}$. Последовательное включение обычного диода VD_1, для которого отпирающий импульс имеет обратное направление, увеличивает входное сопротивление устройств. При переключении динистора в проводящее состояние обычный диод не препятствует прохождению тока через нагрузку. Такой диод выбирается по допустимому обратному напряжению в зависимости от амплитуды входных импульсов $U_{вх.и}$ и по максимальному току нагрузки.

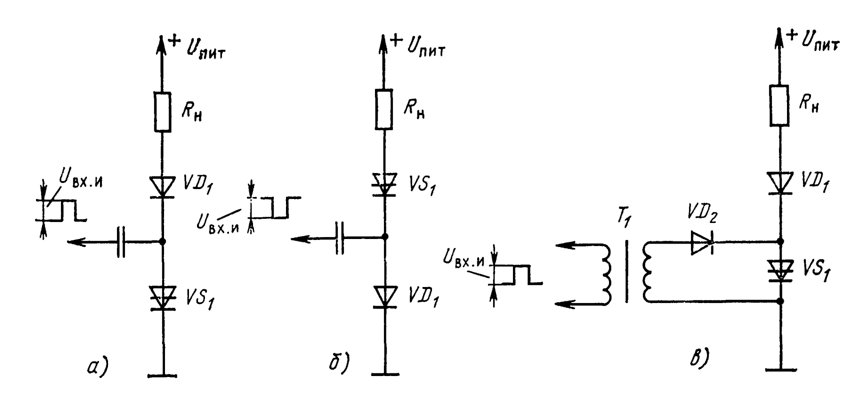


Рис. 7. Способы переключения динисторов:
а — для отпирающего импульса положительной полярности; *б* — для отпирающего импульса отрицательной полярности; *в* — через импульсный трансформатор

Если амплитуда внешних входных импульсов недостаточна для переключения динистора, то можно использовать схему с повышающим импульсным трансформатором T_1 (рис. 7,*в*). В этой схеме необходим диод VD_2, который предотвращает прохождение тока от источника $U_{пит}$ через нагрузку $R_н$ и вторичную обмотку трансформатора, т. е. подключение нагрузки к источнику питания при закрытом динисторе VS_1.

6. Включение триодных тиристоров постоянным и импульсным токами

Тринисторы работают в режиме, при котором соблюдается условие (2), и переключаются из закрытого состояния в открытое током управляющего электрода.

По сравнению с динисторами тринисторы имеют значительные преимущества, поскольку значение отпирающего тока управления не зависит от анодного напряжения и одинаковым управляющим сигналом можно коммутировать в широких пределах напряжения и токи, допустимые для выбранного типа прибора. Кроме того, использование тринисторов более удобно и в схемном отношении, так как не требуются какие-либо дополнительные меры для развязки цепей входа (управления) и выхода (нагрузки).

В книге рассматриваются только тринисторы, у которых вывод управляющего электрода соединен с внутренней *р*-областью (рис. 1,*а*) и которые переключаются из закрытого состояния в открытое при подаче на управляющий электрод сигнала *положительной полярности* по отношению к катоду.

Управляющий сигнал, отпирающий прибор, может представлять собой постоянный ток, полуволну (или часть ее) синусоидального напряжения или иметь форму импульсов сравнительно небольшой длительности.

Рассмотрим процесс включения тринистора при подаче в цепь управляющего электрода тока $I_у \geqslant I_{у.от}$, начинающегося в некоторый момент времени t_1. После подачи управляющего сигнала (тока) прибор переключается в открытое состояние не сразу — проходит некоторое время, прежде чем тринистор начинает открываться и ток через него достигает своего конечного значения, оп-

ределяемого полным сопротивлением анодной цепи. На рис. 8 показаны отпирающий сигнал (ток $i_у$), длительность фронта которого для простоты принята равной нулю, и кривая нарастания прямого тока, на которой отмечены две точки, соответствующие уровням 0,1 и 0,9 установившегося значения тока $I_{пр}$.

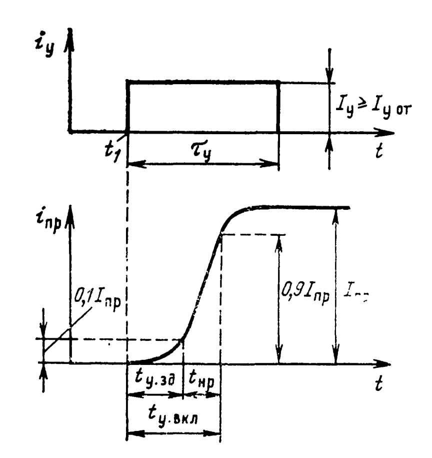


Рис. 8. График, иллюстрирующий процесс включения тринистора

Время, необходимое для того, чтобы ток тринистора достиг уровня 0,1 установившегося значения, называется **временем задержки по управляющему электроду** $t_{у.зд}$. Временной интервал между уровнями 0,1 и 0,9 установившегося значения тока называется **временем нарастания прямого тока** $t_{нр}$. За точкой 0,9 $I_{пр}$ ток растет значительно медленнее, это — время распространения тока на всю проводящую площадь перехода. Уровни, по которым отсчитываются указанные интервалы, показаны на рис. 8.

Время включения по управляющему электроду тринистора $t_{у.вкл}$, которое приводится в справочных данных:

$$t_{у.вкл} = t_{у.зд} + t_{нр}.$$

Обычно $t_{у.зд}$ в несколько раз больше $t_{нр}$ и практически определяет время $t_{у.вкл}$.

В течение времени задержки $t_{у.зд}$ во внутренней *p*-области накапливается минимальный заряд, достаточный для развития лавинообразного процесса нарастания тока через структуру. В этом интервале времени через тринистор проходит небольшой ток, в основном определяемый током управляющего электрода (16). Процесс включения среднего перехода J_2 (рис. 1,*а*) только развивается, и, если в течение промежутка времени $t_{у.зд}$ снять управляющий сигнал, тринистор возвратится в закрытое состояние. Время задержки в некоторых пределах зависит от тока управления $I_у$: возрастает при уменьшении тока $I_у$ и несколько сокращается при увеличении тока до значения импульсного отпирающего тока $I_{у.от.и}$. При токах $I_у > I_{у.от.и}$ задержка $t_{у.зд}$ практически не меняется.

В конце интервала времени $t_{у.зд}$ прямой ток достигает значения тока удержания, и в полупроводниковой структуре начинает развиваться лавинообразный процесс нарастания тока. Этот процесс развивается сначала в ограниченной области среднего перехода J_2, непосредственно прилегающей к управляющему электроду; поэтому на начальном этапе нарастания тока (начало интервала времени $t_{нр}$) средний переход J_2 проводит лишь в пределах небольшой зоны, которая, однако, быстро расширяется и в конце концов захватывает всю площадь перехода. При бо́льших токах управления, имеющих фронт с крутизной несколько ампер в микросекунду, зона начальной проводимости среднего перехода увеличивается. Скорость распространения процесса включения в среднем (коллекторном) переходе зависит от конструкции управляющего электрода структуры и составляет примерно 1 ... 10 мм/мкс.

Если скорость нарастания тока через открытый тринистор велика по сравнению со скоростью расширения включившейся части перехода J_2, то в последнем возникают точки с весьма высокой плотностью тока, что приводит к локальному интенсивному разогреву этих участков полупроводниковой структуры, причем температура упомянутых участков может повыситься до температуры плавления кремния и разрушить прибор.

Наибольшая (критическая) скорость нарастания прямого тока указывается в справочных данных некоторых типов тринисторов. Даже при небольших, но регулярно повторяющихся *превышениях* критического значения $(di_{\text{ос}}/dt)_{\text{кр}}$ в полупроводниковой структуре возникают остаточные изменения, и после некоторого времени работы прибор может выйти из строя.

Время распространения у тринисторов не нормируется. У приборов средней мощности, рассчитанных на работу с относительно большими токами (десятки ампер), время распространения обычно несколько превышает время нарастания, а у маломощных тринисторов — примерно равно ему. На время нарастания $t_{\text{нр}}$ и время распространения значение управляющего тока практически не влияет.

Время включения по управляющему электроду $t_{\text{у.вкл}}$ у маломощных тринисторов составляет 1 ... 2 мкс, у приборов средней мощности доходит до 10 мкс. Приборы, специально предназначенные для импульсного режима работы, имеют меньшее значение $t_{\text{у.вкл}}$. Например, у тринисторов КУ104 оно не превышает 0,3 мкс, а у тринисторов КУ216 0,15 мкс.

Для уверенного отпирания тринистора от источника постоянного тока значения управляющего тока $I_{\text{у}}$ и управляющего напряжения $U_{\text{у}}$ выбираются из условий

$$\left.\begin{aligned} I_{\text{у}} &\geqslant I_{\text{у.от}}, \\ U_{\text{у}} &\geqslant U_{\text{у.от}}, \\ I_{\text{у}} U_{\text{у}} &\leqslant P_{\text{у}}, \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

где $I_{\text{у.от}}$ — постоянный отпирающий ток управления; $U_{\text{у.от}}$ — постоянное отпирающее напряжение управления; $P_{\text{у}}$ — допустимая средняя мощность, рассеиваемая на управляющем электроде.

В цепях постоянного тока тринисторы могут отпираться различными способами. Конкретный способ управления во многом зависит от функций устройства. Один из наиболее простых способов, при котором источник анодного питания $U_{\text{пит}}$ одновременно используется и для получения необходимого отпирающего тока в цепи управляющего электрода, иллюстрируется схемами на рис. 9,*а—в*.

В схеме рис. 9,*а* тринистор VS_1 включается сразу при подаче анодного питания, если суммарное сопротивление анодной нагрузки и резистора R_1 обеспечивает ток управляющего электрода

$$I_{\text{у}} = U_{\text{пит}}/(R_{\text{н}} + R_1) \geqslant I_{\text{у.от}}.$$

После открывания прибора напряжение на аноде снижается до значения $U_{\text{ос}}$, все напряжение источника питания практически оказывается приложенным к нагрузке и в цепи управляющего электрода начинает протекать незначительный ток, равный $I_{\text{у}} = U_{\text{ос}}/R_1$.

Для отпирания тринистора в устройстве, показанном на рис. 9,*б*, необходимо кратковременно нажать кнопку S_1. Если при этом значение тока $I_{\text{у}}$, проте-

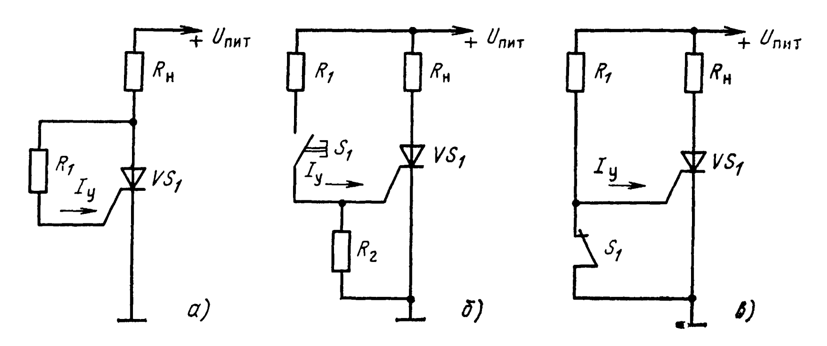


Рис. 9. Способы включения тринисторов от источника постоянного тока

кающего в цепи управления, удовлетворяет условию (7), то тринистор переключится в открытое состояние. Обычно для надежного включения достаточно через цепь управляющего электрода пропустить ток $I_у = (1 \ldots 1{,}1) I_{у.от}$, для чего сопротивление резистора R_1 (рис. 9,*б*), ограничивающего ток управляющего электрода, рассчитывается по формуле

$$R_1 = (0{,}9 \ldots 1)\, U_{пит}/I_{у.от}. \qquad (8)$$

Для схемы рис. 9,*а* рассчитанное по формуле (8) сопротивление резистора R_1 должно быть уменьшено на значение сопротивления анодной нагрузки $R_н$.

Резистор R_2 (рис. 9,*б*) обеспечивает гальваническую связь управляющего электрода с катодом, что увеличивает устойчивость работы тринистора в ждущем режиме (особенно при повышенной температуре окружающей среды). Рекомендуемое сопротивление этого резистора указывается в справочных данных некоторых типов тринисторов. Обычно у маломощных приборов оно составляет несколько сотен ом, а у приборов средней мощности — примерно 50...100 Ом.

В схеме рис. 9,*в* тринистор открывается и через нагрузку начинает проходить ток при размыкании выключателя S_1. Такой способ отпирания тринистора менее экономичен, чем два предыдущих, поскольку от источника питания постоянно потребляется ток, равный $U_{пит}/R_1$; при закрытом приборе он протекает через замкнутые контакты S_1, а при размыкании выключателя — через цепь управляющий электрод — катод тринистора. Сопротивление резистора R_1 рассчитывается по формуле (8).

Широкое распространение получили импульсные способы управления тринисторами, которые являются наиболее экономичными и позволяют фиксировать момент включения прибора с высокой точностью. Фактически схема рис. 9,*б* также иллюстрирует импульсный способ отпирания — длительность управляющего импульса равна времени, пока замкнуты контакты кнопки S_1. При импульсном управлении используются отпирающие импульсы тока $I_{у\,от\,и}$, амплитуда которых может быть значительно большей постоянного отпирающего тока $I_{у.от}$, но, несмотря на это, рассеиваемая средняя мощность на управляющем электроде будет мала, поскольку включающие импульсы действуют в течение короткого интервала времени.

Соотношениями (7) можно руководствоваться и при импульсном управлении, если длительность отпирающих импульсов не менее примерно 100 мкс. При более коротких импульсах ток управляющего электрода следует увеличивать. В

справочных данных большинства типов тринисторов приводится значение амплитуды отпирающих импульсов тока управления $I_{у.от.и}$, обеспечивающее переключение прибора из закрытого состояния в открытое при любом анодном напряжении не выше максимально допустимого, а также значение импульсного отпирающего напряжения на управляющем электроде $U_{у.от.и}$. Таким образом, при импульсном способе отпирания амплитуды импульсов тока управления $I_{у.и}$ и управляющего напряжения $U_{у.и}$ должны выбираться по соотношениям

$$\left.\begin{aligned} &I_{у.и\,max} > I_{у.и} \geqslant I_{у.от.и}, \\ &U_{у.и\,max} > U_{у.и} \geqslant U_{у.от.и}, \\ &I_{у.и} U_{у.и} \leqslant P_{у.и}, \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

где $I_{у.и\,max}$ и $U_{у.и\,max}$ — максимально допустимые импульсные значения тока и напряжения управляющего электрода соответственно; $P_{у.и}$ — допустимая импульсная мощность на управляющем электроде.

Длительность импульсов $I_{у.от.и}$ и $U_{у.от.и}$, как правило, указывается в справочных данных тринисторов. Следует помнить, что длительность отпирающих (управляющих) импульсов $\tau_у$ всегда должна превышать время включения $t_{вкл}$ прибора, т. е. $\tau_у > t_{вкл}$. Минимальное значение $\tau_у$ зависит от характера анодной нагрузки, так как за время $\tau_у$ прямой ток должен успеть возрасти до уровня, большего тока удержания; при чисто активной нагрузке достаточно иметь $\tau_у = (1{,}5 \ldots 2)\, t_{у.вкл}$.

Для открывания тринисторов приемлемы импульсы положительной полярности любой формы. Однако в тех случаях, когда необходимо получить минимальное и стабильное (в диапазоне температур) время включения, а также уменьшить рассеиваемую на приборе мощность при переключении, следует использовать отпирающие импульсы с амплитудой, близкой к значению $I_{у.и\,max}$, и крутизной фронта около 3...5 А/мкс. При таких параметрах управляющего импульса и при постоянной окружающей температуре нестабильность момента отпирания от импульса к импульсу не превышает сотых долей микросекунды.

Некоторые способы импульсного отпирания тринисторов показаны на рис. 10. В схеме рис. 10,*а* емкость разделительного конденсатора C_1 должна быть такой, чтобы к концу действия включающего импульса $\tau_у$ в цепи управляющего электрода поддерживался бы достаточный для открывания прибора ток.

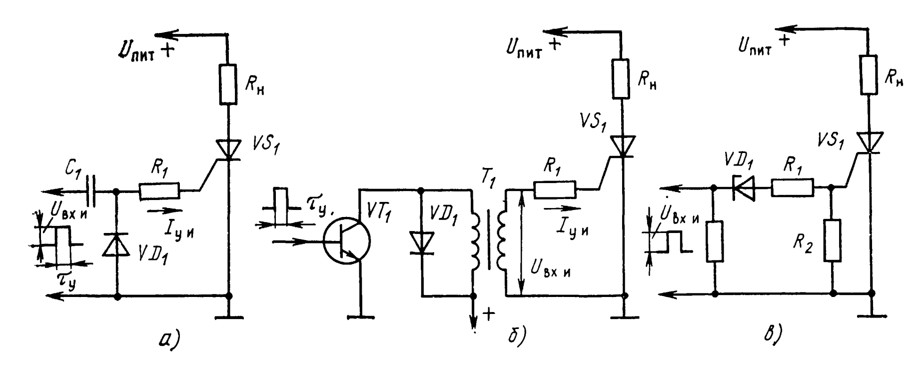


Рис. 10. Способы включения тринисторов импульсным сигналом

Обычно емкость конденсатора C_1 выбирается в пределах 0,01 ... 0,05 мкФ. Диод VD_1 предотвращает появление отрицательного импульса на управляющем электроде при разряде конденсатора после окончания импульса $\tau_у$.

Связь источника включающих импульсов с управляющим электродом тринистора часто выполняется через импульсный трансформатор (T_1 на рис. 10,*б*). Трансформаторная связь имеет ряд преимуществ: обеспечивает развязку управляющего электрода тринистора с источником управляющих импульсов (транзисторный усилитель VT_1 на рис. 10,*б*); позволяет изменять полярность и повышать (или уменьшать) амплитуду импульсов, подаваемых на управляющий электрод; обеспечивает гальваническую связь управляющего электрода с катодом прибора.

Для ограничения амплитуды тока $I_{у.и}$ до безопасного для тринистора значения в цепь управляющего электрода (при необходимости) следует включать резистор (R_1 на рис. 10,*а, б*), сопротивление которого рассчитывается по формуле

$$R_1 = (0,9 \dots 1)\,\frac{U_{вх.и} - U_{у.от.и}}{I_{у.от.и}}, \qquad (10)$$

где $U_{вх.и}$ — амплитуда входного управляющего импульса.

В ряде устройств необходимо обеспечить включение тринистора при некотором фиксированном уровне входного сигнала. Для этого в цепь управления тринистора можно последовательно включить ключевой полупроводниковый прибор (стабилитрон, динистор), имеющий постоянный порог срабатывания. Пример цепи управления с использованием стабилитрона VD_1 показан на рис. 10,*в*. Тринистор VS_1 с цепью управления такой структуры всегда будет включаться в те моменты, когда внешнее входное напряжение $U_{вх.и}$ достигнет напряжения пробоя $U_{ст}$ стабилитрона VD_1. Последовательный резистор R_1 ограничивает ток управляющего электрода (ставится при необходимости).

Параметры стабилитрона должны обеспечивать требуемый режим цепи управления тринистора, т. е. ток стабилизации $I_{ст}$ и напряжение стабилизации $U_{ст}$ должны удовлетворять условиям

$$I_{ст} = I_у \geqslant I_{у.от.и};\; U_{ст} \geqslant U_{R1} + U_{у\,от.и}, \qquad (11)$$

где $U_{R1} = I_у R_1$ — падение напряжения на ограничивающем резисторе в цепи управления.

В цепях управления тринисторов малой мощности можно использовать, например, стабилитроны типов Д814А-Б, КС156А, КС168А и др., а в цепях тринисторов средней мощности — типа Д815Д-Ж, а также динисторы типа КН102А-В.

В качестве источников, формирующих управляющие импульсы амплитудой до нескольких ампер и длительностью примерно до 10 ... 50 мкс, могут быть использованы различные релаксационные генераторы на обычных и однопереходных транзисторах (см. § 8). Часто импульсное управление тринисторами осуществляется с помощью *RC*-цепей, в которых в качестве включающего сигнала используется импульс тока разряда конденсатора через цепь управляющего электрода.

Если в устройстве, где используется маломощный тринистор, в цепи управления возникают импульсные помехи, амплитуда которых превышает значение неотпирающего импульсного напряжения управления $U_{у.нот.и}$, то может

произойти ложное включение прибора. Для повышения помехоустойчивости необходимо свести к минимуму индуктивные и емкостные связи между силовой и управляющей цепями, что достигается рациональным монтажом цепи управления. Хорошую помехозащищенность имеет цепь управления тринистора, показанная на рис. 10,*в*, если уровень помехи меньше напряжения пробоя стабилитрона, т. е. $u_{пом} < U_{ст}$.

7. Включение триодных тиристоров переменным током. Фазовое управление

Управление тринисторами в цепях переменного тока имеет ряд особенностей. Основное условие, которое необходимо выполнять при любом способе управления приборами, состоит в том, что отпирающие сигналы должны подаваться на управляющий электрод только в те моменты, когда напряжение на аноде положительное относительно катода, т. е. управляющие сигналы должны быть синхронизированы с частотой сети переменного тока. Кроме того, напряжение на управляющем электроде никогда не должно становиться отрицательным по отношению к катоду, если такой режим не разрешен для выбранного типа прибора. В устройствах, где есть вероятность возникновения отрицательного напряжения на управляющем электроде тринистора, для ограничения этого напряжения следует использовать последовательно или параллельно включенные диоды.

На рис. 11,*а* показан простой способ получения управляющего сигнала, при котором, как и на постоянном токе (рис. 9,*а*), используется напряжение источника анодного питания. Управляющий электрод тринистора через постоянный резистор R_1 и переменный R_2 подсоединен к аноду, и таким образом обеспе-

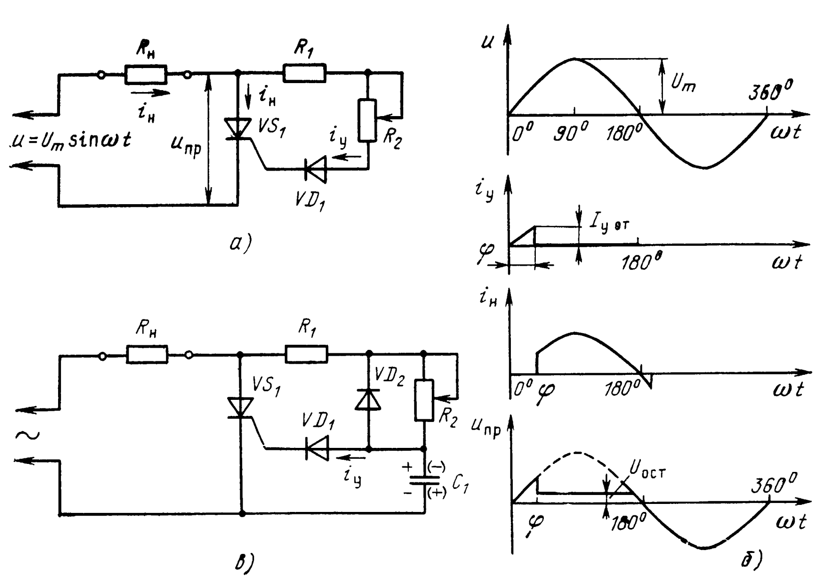


Рис. 11. Отпирание тринисторов в цепях переменного тока и способы фазового управления:

а — схема с регулированием угла задержки до 90°; *б* — графики, иллюстрирующие принцип регулирования; *в* — схема с фазосдвигающей *RC*-цепью

чивается нужная полярность напряжений на аноде и на управляющем электроде относительно катода. Действительно, когда на аноде действует положительная полуволна напряжения источника питания $u=U_m \sin \omega t$, то потенциал управляющего электрода относительно катода также положителен. При закороченном резисторе R_2 тринистор отпирается в течение каждого положительного полупериода напряжения на аноде в момент, когда мгновенное значение анодного напряжения $u_{пр}$ достигает значения, при котором будет выполняться условие

$$u_{пр}/R_1 \geqslant I_{у.от}.$$

Если сопротивление резистора R_1 сравнительно невелико, то прибор включается в самом начале положительного полупериода анодного напряжения и остается открытым до конца этого полупериода. При открытом приборе напряжение на его аноде падает до значения $U_{ос}$, напряжение источника питания оказывается приложенным к нагрузке, управляющий ток резко уменьшается и становится равным $I_у=U_{ос}/R_1$ (рис. 11,*б*).

Диод VD_1 защищает цепь управляющего электрода тринистора от обратного напряжения при отрицательных полупериодах напряжения на аноде. Максимально допустимое обратное напряжение этого диода должно превышать амплитудное значение напряжения источника питания U_m.

Если во время положительного полупериода напряжения на аноде в интервале 0 ... 180° изменять момент включения тринистора, то ток через прибор и нагрузку будет протекать только в течение какой-то определенной части полупериода (рис. 11,*б*). Так, при небольшой задержке прибор может быть открыт в начале положительного полупериода напряжения, при бо́льших задержках — в любой точке полупериода и, наконец, — в самом его конце. Тем самым можно регулировать средний за период ток, проходящий в нагрузке, от максимального значения почти до нуля. Такой способ управления получил название ф а з о в о г о р е г у л и р о в а н и я (или ф а з о в о г о у п р а в л е н и я), поскольку при этом изменяется сдвиг фазы между началом положительного полупериода анодного напряжения и началом протекания прямого тока (рис. 11,*б*). Обычно фазовый сдвиг φ, называемый у г л о м о т п и р а н и я или у г л о м з а д е р ж к и, выражается в градусах или радианах. В реальных устройствах значение φ может регулироваться примерно от 5 до 170°.

Простейшая схема устройства, позволяющего производить фазовое управление тринистором, приведена на рис. 11,*а*. Здесь изменение угла отпирания осуществляется переменным резистором R_2. Сопротивление резистора R_1 должно обеспечивать включение тринистора в самом начале полупериода (резистор R_2 закорочен) и может быть рассчитано по формуле

$$R_1 = (0,9 \ldots 1) \frac{0,05\,U_m - U_{у.от}}{I_{у.от}}, \qquad (12)$$

где U_m — амплитуда напряжения источника питания.

Если резистор R_1 рассчитан по формуле (12), то при $R_2=0$ тринистор отпирается с углом задержки $\varphi \approx 5°$. При включении резистора R_2 и последующем увеличении его сопротивления тринистор будет открываться при бо́льших значениях анодного напряжения, т. е. с бо́льшими углами задержки φ, пока, наконец, при некотором значении сопротивления R_2 прибор не откроется в тот мо-

мент, когда анодное напряжение станет равным амплитудному значению напряжения источника. Управляющий ток в этот момент

$$I_у = U_m/(R_1 + R_2) \geqslant I_{у.от}$$

и угол задержки φ станет равным 90°. Очевидно, что большего угла задержки в цепи, показанной на рис. 11,*а*, получить невозможно. Поэтому такое устройство позволяет изменять угол задержки примерно от 5 до 90° и обеспечивает возможность регулировки среднего тока в нагрузке в пределах 100...50% максимального значения.

Более широкие пределы регулирования можно получать, если на управляющий электрод подавать напряжение, сдвинутое по фазе относительно анодного напряжения. Пример простой схемы с фазосдвигающей *RC*-цепью показан на рис. 11,*в*. Напряжение на управляющий электрод тринистора VS_1 подается с конденсатора C_1 через диод VD_1. При отрицательном полупериоде анодного напряжения конденсатор C_1 через диод VD_2, резистор R_1 и сопротивление нагрузки $R_н$ заряжается до напряжения U_m (полярность этого напряжения показана на схеме в скобках). Во время положительного полупериода конденсатор C_1 через резисторы R_1, R_2 и сопротивление нагрузки перезаряжается от напряжения $-U_m$ до некоторого положительного напряжения U_{C1} (полярность которого на рис. 11,*в* показана без скобок), достаточного для открывания тринистора. Время перезаряда конденсатора определяется постоянной времени $(R_1+R_2)C_1$. Изменяя постоянную времени (с помощью переменного резистора R_2), можно в широких пределах регулировать момент включения тринистора относительно начала положительного полупериода анодного напряжения, т. е. менять угол задержки φ. Пределы изменения угла задержки могут быть примерно 5...170°, что позволяет регулировать средний ток в нагрузке от максимального значения почти до нуля.

В рассмотренных схемах (рис. 11,*а*, *в*) используется так называемый *амплитудно-фазовый* способ управления. При таком способе на управляющий электрод тринистора поступает напряжение, которое относительно медленно достигает уровня, необходимого для включения прибора. Амплитудно-фазовый способ управления характеризуется невысокой стабильностью момента включения тринистора (угла отпирания), так как этот момент зависит от минимального значения отпирающего тока $I_{у.от\ min}$, который, в свою очередь, заметно изменяется при колебаниях температуры и смене тринистора.

Значительно лучшую стабильность угла отпирания имеет *импульсно-фазовый* способ управления, при котором включение тринистора осуществляется импульсами, задержанными относительно начала положительного полупериода напряжения на аноде. Для формирования управляющих импульсов используется комбинация из фазосдвигающей *RC*-цепи и ключевого прибора (динистора, стабилитрона и др.). Некоторые схемы такого типа описаны в следующих главах.

8. Генератор управляющих импульсов на однопереходном транзисторе

В цепях управления тринисторами широко используются различные генераторы импульсов. Простые и надежные генераторы управляющих импульсов могут быть выполнены на *однопереходных транзисторах* (ОПТ). Такие генера-

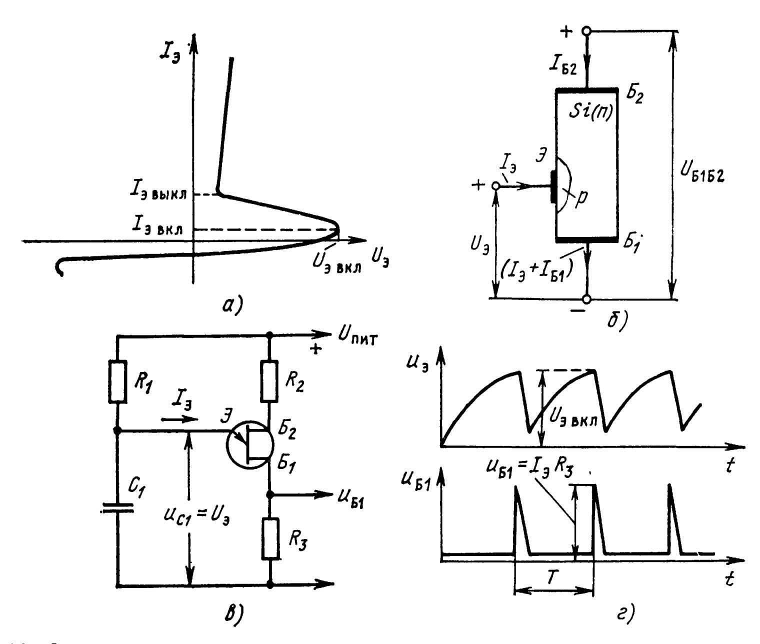


Рис. 12. Однопереходный транзистор:

а — входная вольт-амперная характеристика; *б* — принцип устройства; *в* — основная схема релаксационного генератора на однопереходном транзисторе; *г* — формы кривых напряжений на эмиттере и базе *1*

торы используются во многих устройствах, которые описываются в следующих главах, поэтому рассмотрим их работу подробнее.

Однопереходным транзистором называют трехэлектродный полупроводниковый прибор, обладающий входной вольт-амперной характеристикой с ярко выраженным участком отрицательного сопротивления (рис. 12,*а*). Однопереходный транзистор, схематическое устройство которого показано на рис. 12,*б*, имеет три вывода: эмиттер (*Э*), база *1* ($Б_1$) и база *2* ($Б_2$). Однопереходные транзисторы изготавливаются из кремниевого стержня *n*-типа, на торцах которого сделаны выводы $Б_1$ и $Б_2$. На некотором расстоянии от конца стержня с выводом $Б_2$ создают полупроводниковую область *р*-типа, и, таким образом, образуется *р-n* переход, единственный в такой структуре, откуда и происходит название данного прибора. Вывод от *р*-области служит эмиттером *Э*. На рис. 12,*в* показано условное графическое обозначение ОПТ.

Если на выводы $Б_1$ и $Б_2$ подать напряжение $U_{Б1Б2}$, полярность которого показана на рис. 12,*б*, а напряжение на эмиттере $U_Э$ установить равным нулю, то переход эмиттер — база *1* окажется включенным в обратном направлении и вход ОПТ будет находиться в закрытом состоянии. В таком режиме участок стержня *n*-типа между базами $Б_1$ и $Б_2$ обладает сопротивлением $R_{Б1Б2}$ в несколько килоом и имеет линейную вольт-амперную характеристику, как обычный резистор. При подаче положительного напряжения на эмиттер $U_Э>0$ запирающее напряжение на переходе уменьшается, и при некотором определенном напряжении $U_Э'=U_{Э\,вкл}$ переход включается в прямом направлении и сопротивление между эмиттером и базой *1* уменьшается до 5...20 Ом. Вход ОПТ переключается в открытое состояние. Для открывания прибора эмиттерный ток

должен быть не менее определенного значения, которое называется **током включения** $I_{Э\,вкл}$ (рис. 12,*а*).

Отпирающее напряжение на эмиттере $U_{Э\,вкл}$ изменяется пропорционально междубазовому напряжению:

$$U_{Э\,вкл} \approx \eta U_{Б1Б2},$$

где η — коэффициент передачи, который не зависит ни от напряжения питания, ни от окружающей температуры и определяется только конструкцией самого прибора. Чтобы вновь закрыть однопереходный транзистор (при наличии нагрузки в цепи базы *1*), необходимо уменьшить эмиттерный ток до некоторого значения, называемого **током выключения** $I_{Э\,выкл}$.

Отечественной промышленностью выпускаются однопереходные транзисторы типов КТ117А — КТ117Г. Основные параметры этих приборов:

Междубазовое напряжение $U_{Б1Б2}$	$\leqslant$30 В
Коэффициент передачи η	0,5...0,85
Ток включения $I_{Э\,вкл}$	0,5...20 мкА
Междубазовое сопротивление $R_{Б1Б2}$	4...9 кОм
Ток выключения $I_{Э\,выкл}$	1...12 мА
Средний ток эмиттера $I_Э$	$\leqslant$50 мА
Амплитуда импульса тока эмиттера $I_{Эи}$	$\leqslant$1 А

В цепях управления тринисторами ОПТ работает в схеме релаксационного генератора (рис. 12,*в*), принцип действия которого сводится к следующему. После подачи напряжения питания $U_{пит}$ конденсатор C_1 начинает заряжаться через резистор R_1. Напряжение с конденсатора, которое нарастает по экспоненте, подается на эмиттер ОПТ. В момент, когда это напряжение достигает порога отпирания $u_{C1} = U_{Э\,вкл}$, ОПТ переключается в открытое состояние и конденсатор C_1 разряжается через цепь эмиттер — база *1* и резистор R_3. По мере разряда конденсатора эмиттерный ток и напряжение на эмиттере ОПТ уменьшаются. Когда ток разряда конденсатора снижается до значения $I_{Э\,выкл}$, ОПТ выключается. Затем конденсатор начинает вновь заряжаться, и цикл повторяется.

Напряжение на эмиттере $u_Э$ будет иметь пилообразную форму, а на резисторе R_3, включенном в цепь базы *1*, получаются импульсы положительной полярности (рис. 12,*г*) с амплитудой $I_Э R_3$, которые используются для управления тринистором. Резистор R_3 также ограничивает ток разряда конденсатора C_1 до безопасного для ОПТ значения.

Сопротивление резистора R_1 должно обеспечивать автоколебальный режим генератора и выбирается из условия

$$\frac{U_{пит}(1-\eta)}{I_{Э\,вкл}} > R_1 > \frac{U_{пит}}{I_{Э\,выкл}}. \qquad (13)$$

Если пренебречь временем разряда конденсатора C_1, то период повторения импульсов генератора будет определяться продолжительностью заряда конденсатора до напряжения $U_{Э\,вкл}$ и рассчитывается по формуле

$$T = R_1 C_1 \ln\frac{1}{1-\eta}. \qquad (14)$$

При значении $\eta = 0{,}63$, которое может считаться примерно номинальным, получим $T \approx R_1 C_1$.

Генераторы с однопереходными транзисторами используются для формирования импульсов с частотами повторения до нескольких десятков килогерц.

Если выход генератора соединен непосредственно или через резистор с управляющим электродом тринистора, то сопротивление резистора R_3 должно ограничиваться таким образом, чтобы падение напряжения на нем, обусловленное междубазовым током при закрытом ОПТ, не превышало неотпирающего напряжения управления тринистора, т. е. не вызвало бы ложного включения прибора. С учетом этого требования сопротивление резистора R_3 следует выбирать из условия

$$\frac{U_{\text{пит}} R_3}{R_{\text{Б1Б2}} + R_2 + R_3} \leqslant U_{\text{у.нот}} . \quad (15)$$

Обычно сопротивление резистора R_3 выбирается равным примерно 100 Ом.

Если выполнить условие (15) не удается, то импульс с генератора может быть подан на управляющий электрод тринистора с помощью емкостной или трансформаторной связи. В последнем случае первичная обмотка импульсного трансформатора включается в цепь базы *1* вместо резистора R_3.

Коэффициент передачи η, а следовательно, и напряжение включения $U_{\text{Э вкл}}$ мало зависят от температуры. Однако если необходима высокая стабильность напряжения включения, то для термостабилизации $U_{\text{Эвкл}}$ в диапазоне температур последовательно в цепь базы *2* включается резистор (R_2 на рис. 12,*в*). Сопротивление этого резистора можно определить из соотношения

$$R_2 = \frac{0{,}4\, R_{\text{Б1Б2}}}{\eta U_{\text{пит}}} + \frac{(1-\eta) R_3}{\eta} . \quad (16)$$

Обычно сопротивления резисторов R_2 и R_3 значительно меньше междубазового сопротивления (т. е. $R_2 \ll R_{\text{Б1 Б2}}$ и $R_3 \ll R_{\text{Б1 Б2}}$), и поэтому напряжение включения по-прежнему линейно зависит лишь от междубазового напряжения однопереходного транзистора $U_{\text{Э вкл}} \approx \eta U_{\text{Б1 Б2}} \approx \eta U_{\text{пит}}$.

В настоящее время освоен выпуск гибридных тиристоров типа КУ106. У этих приборов в общем корпусе смонтированы маломощный тринистор и однопереходный транзистор. База *1* однопереходного транзистора непосредственно соединена с управляющим электродом тринистора внутри корпуса. Параметры гибридных тиристоров КУ106 приведены в приложении.

9. Скорость нарастания прямого напряжения

Если прямое напряжение на закрытом полупроводниковом приборе с четырехслойной структурой нарастает со слишком большой скоростью $du_{\text{зс}}/dt$, то прибор может переключиться в проводящее состояние без управляющего сигнала, т. е произойдет неконтролируемое открывание. Переключение в этом случае происходит при прямом напряжении, меньшем чем $U_{\text{прк}}$. Такое явление называется переключением за счет «эффекта $du_{\text{зс}}/dt$».

Самопроизвольное переключение за счет «эффекта $du_{\text{зс}}/dt$» может произойти, если в устройствах (особенно импульсных), где используются тиристоры, в цепях анодного питания возникают резкие скачки (всплески) напряжения, им-

пульсные помехи, а также различного рода колебания в цепях переменного тока. Кроме того, такое переключение может наблюдаться и при переходных режимах, например в момент включения источника питания при резком возрастании напряжения на аноде закрытого прибора. Чувствительность приборов к «эффекту du_{3c}/dt» возрастает с увеличением температуры.

Неконтролируемое переключение за счет «эффекта du_{3c}/dt» является нежелательным явлением, нарушающим нормальную работу устройств. Отметим, что «эффект du_{3c}/dt», как полезный, используется при импульсном открывании динисторов, в то же время для тринисторов такое переключение, неоднократно повторяющееся, может послужить причиной выхода приборов из строя.

Рассмотрим механизм этого явления. На рис. 13,*а* изображен полупроводниковый прибор с четырехслойной структурой с учетом емкости C_2 среднего перехода, которую, как это видно из рис. 13,*б*, можно представить суммой емкостей коллекторных переходов составляющих транзисторов. Как отмечалось ранее, при закрытом приборе прямое напряжение практически оказывается приложенным к среднему переходу J_2, включенному в обратном направлении. При возрастании анодного напряжения емкость C_2 заряжается током i_{C2}, протекающим через два крайних перехода J_1 и J_3, включенных в прямом направлении. Емкости переходов J_1 и J_3 шунтируются соответственно малыми сопротивлениями этих переходов и по этой причине на рис. 13,*а, б* не показаны. Ток заряда емкости C_2 одновременно является током базы обоих составляющих транзисторов (рис. 13,*в*) и играет ту же роль в открывании, что и ток управления. При некотором значении зарядного тока может произойти возрастание коэффициентов передачи α, которое будет достаточным для перехода транзисторов VT_1 и VT_2 в режим насыщения, т. е. для переключения четырехслойной полупроводниковой структуры в открытое состояние.

Зарядный ток емкости C_2

$$i_{C2} = C_2 \frac{du_{3c}}{dt}$$

зависит от емкости C_2 и от скорости нарастания напряжения du_{3c}/dt на этой емкости, т. е. на аноде прибора. Следовательно, достаточно быстрое нарастание

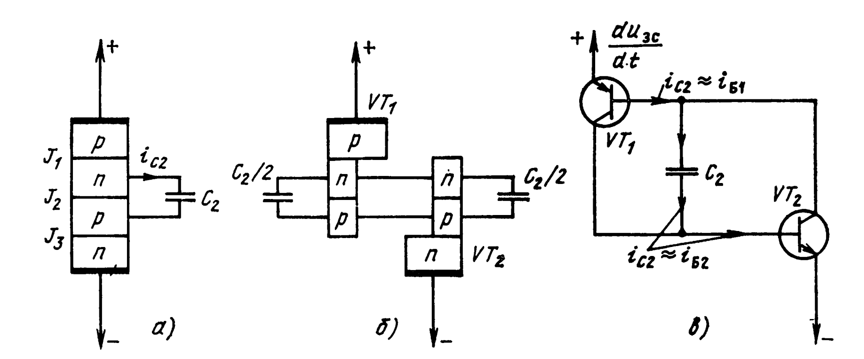


Рис. 13. Схематическое устройство полупроводникового прибора с четырехслойной структурой с учетом емкости среднего перехода (*а*) и представление прибора в виде двухтранзисторной схемы (*б, в*)

анодного напряжения даже при относительно небольшом прямом напряжении может довести ток i_{C2} до критического значения и включить прибор.

В некоторых типах тринисторов влияние «эффекта $du_{зс}/dt$» снижают путем шунтирования эмиттерного перехода в самой полупроводниковой структуре, что приводит к возрастанию значения тока управления $I_{у.от}$.

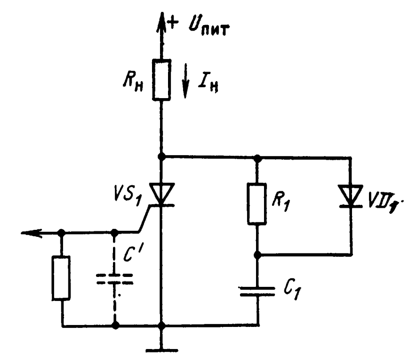


Рис. 14. Схема подсоединения конденсатора для уменьшения значения $du_{зс}/dt$ на аноде тринистора

В ряде случаев действие «эффекта $du_{зс}/dt$» удается уменьшить схемными способами. Для снижения скорости нарастания анодного напряжения между анодом и катодом тринистора, если это возможно, подключается небольшой конденсатор. Способ подсоединения такого конденсатора C_1 показан на рис. 14. При возрастании напряжения на аноде тринистора конденсатор C_1 заряжается через сопротивление нагрузки $R_н$ и диод VD_1, и тем самым снижается скорость нарастания прямого напряжения, которая в этом случае определяется постоянной времени $R_нC_1$.

При известном значении сопротивления нагрузки $R_н$ емкость конденсатора C_1 можно определить из формулы

$$C_1 \geqslant \frac{0,63\,U_{пит}}{R_н\,(du_{зс}/dt)_{кр}}\,.$$

После открывания тринистора VS_1 конденсатор C_1 разряжается через него и резистор R_1, который ограничивает разрядный ток до допустимого для тринистора значения. Сопротивление резистора R_1 выбирается из условия

$$R_1 \geqslant U_{пит}/(I_{ос.и} - I_н), \qquad (17)$$

где $I_н$ — ток нагрузки.

Провода, соединяющие конденсатор C_1, диод VD_1 и тринистор VS_1, должны быть по возможности короче, чтобы свести к минимуму влияния паразитных индуктивностей.

Для некоторых типов тринисторов влияние емкостного тока удается снизить включением конденсатора емкостью примерно 1000...2000 пФ между управляющим электродом и катодом прибора (на рис. 14 конденсатор C' показан штриховой линией).

Устойчивость работы тринистора к «эффекту $du_{зс}/dt$» (особенно при повышенных температурах) улучшается, если сопротивление по постоянному току внешней цепи между управляющим электродом и катодом не превышает нескольких десятков ом. Наконец, для повышения устойчивости на управляющий электрод можно подать небольшое обратное смещение (обычно до 1 В), если это допустимо для используемого типа прибора.

В справочных данных тринисторов, предназначенных для импульсного режима работы, указывается критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии (например, для приборов типа КУ203 она составляет 20 В/мкс, для приборов типа КУ216 50 В/мкс), которая не должна превышаться при использовании приборов.

10. Выключение диодных и триодных тиристоров

Под процессом выключения тиристора понимают переход прибора из открытого (проводящего) состояния в закрытое (непроводящее). Однако время спада прямого тока до нуля не определяет еще полного восстановления закрытого состояния прибора. До повторной подачи на анод полного прямого напряжения необходима дополнительная выдержка, чтобы концентрация остаточных зарядов в базовых областях снизилась до минимума. Таким образом, длительность процесса выключения (закрывания) тиристора разделяется на два интервала: время спада $t_с$ прямого тока до нуля и время восстановления закрытого состояния $t_в$. Время восстановления $t_в$ определяется скоростью рассасывания остаточных зарядов в базовых областях и зависит от ряда факторов. Так, например, время восстановления увеличивается с повышением окружающей температуры (температуры перехода), с ростом прямого тока через прибор перед моментом его выключения, при увеличении скорости спадания прямого тока, т. е. уменьшении времени $t_с$. При подаче на прибор в момент выключения обратного напряжения время восстановления несколько сокращается.

Время выключения $t_{выкл}$, которое приводится в справочных данных динисторов и тринисторов, определяет время восстановления запирающих свойств приборов в прямом направлении, т. е. $t_{выкл}=t_с+t_в$. На прибор в течение промежутка $t\leqslant t_{выкл}$ *нельзя* повторно подавать прямое напряжение, поэтому при использовании приборов в различных устройствах время, которое предоставляется для восстановления их управляемости, должно быть всегда больше, чем время выключения.

Время выключения у маломощных приборов составляет примерно 3 ... 40 мкс, а у приборов средней мощности 15 ... 150 мкс.

Продолжительность процесса выключения наряду со временем включения характеризует быстродействие приборов, а так как время выключения примерно в 5 ... 30 раз больше времени включения, то именно значение $t_{выкл}$ и ограничивает практически максимальную частоту коммутации, при которой прибор может быть использован.

Для выключения динисторов и тринисторов необходимо выполнить условие (6), т. е. перевести прибор в режим, при котором ток через прибор становится меньше удерживающего тока или равным нулю (для тринисторов в этом случае управляющий ток $I_у$ должен быть равен нулю).

Существуют два основных метода выключения приборов:

1) снижением прямого тока до значения, меньшего $I_{уд}$, или размыканием внешней цепи;

2) кратковременной подачей на анод прибора обратного напряжения.

Способы выключения приборов в устройствах, питающихся от источника постоянного напряжения, показаны на рис. 15. Первый способ выключения иллюстрируется схемами рис. 15,*а — г*, второй способ — схемой рис. 15,*д*.

Ток через прибор может быть прерван размыканием цепи или шунтированием прибора. В схеме рис. 15,*а* выключение тринистора происходит при кратковременном размыкании анодной цепи, что осуществляется нажатием кнопки S_1.

В схеме рис. 15,*б* тринистор выключается при нажатии шунтирующей кнопки S_1, через контакты которой при этом проходит практически весь ток нагрузки, и анодный ток прибора становится равным нулю. Функции шунтирующей

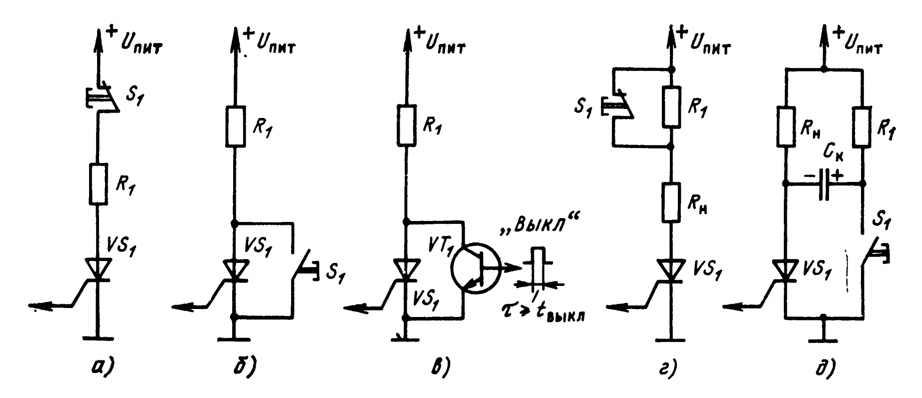


Рис. 15. Способы выключения тринисторов в цепях постоянного тока:
а — размыканием анодной цепи; *б* — шунтированием прибора; *в* — с помощью шунтирующего транзистора; *г* — увеличением сопротивления в анодной цепи; *д* — обратным напряжением на коммутирующем конденсаторе

кнопки может выполнять транзистор, открываемый током базы на время $t \geqslant \geqslant t_{выкл}$, необходимое для выключения тринистора (рис. 15,*в*). Для этой цели подходит транзистор, позволяющий кратковременно пропустить полный ток нагрузки и имеющий рабочее напряжение коллектор — эмиттер не менее чем напряжение используемого источника питания. Схема рис. 15,*в* особенно удобна для дистанционного выключения маломощных приборов.

При кратковременном нажатии кнопки в схеме, приведенной на рис. 15,*г*, последовательно с нагрузкой $R_н$ включается резистор R_1, сопротивление которого выбирается так, чтобы выполнялось условие $U_{пит}/(R_н+R_1)<I_{уд}$, и тринистор выключается.

Необходимо заметить, что в схемах рис. 15,*а*—*г* при отпускании кнопки возникают относительно высокие значения $du_{зс}/dt$ на аноде прибора, что может вызвать самопроизвольное возвращение прибора в проводящее состояние.

При втором методе выключения к электродам анод — катод полупроводникового прибора с четырехслойной структурой необходимо кратковременно приложить обратное напряжение, получаемое от вспомогательного источника. Такой метод называется п р и н у д и т е л ь н о й к о м м у т а ц и е й, и для его реализации используется дополнительное коммутирующее устройство. Обычно источником обратного напряжения служит предварительно заряженный конденсатор (называемый коммутирующим), который чаще всего подключается параллельно выключаемому прибору. Существует несколько способов подачи обратного напряжения, один из них, наиболее распространенный, показан на рис. 15,*д*.

После включения тринистора VS_1 через него проходит прямой ток (ток нагрузки) $I_н=I_{пр}=U_{пит}/R_н$, а коммутирующий конденсатор $C_к$ через резистор R_1 и открытый тринистор VS_1 заряжается практически до напряжения источника питания $U_c \approx U_{пит}$ (полярность напряжения на конденсаторе обозначена на рисунке). Продолжительность заряда конденсатора с момента включения тринистора составляет примерно $3R_1C_к$. Если теперь нажать кнопку S_1, то положительная обкладка конденсатора окажется подключенной к катоду, а отрицательная — к аноду.

Таким образом, к прибору прикладывается обратное напряжение $U_{обр} \approx \approx U_{пит}$. В цепи, образованной конденсатором $C_к$, замкнутыми контактами

кнопки S_1, тринистором VS_1, возникает разрядный ток i_C, который проходит через прибор в обратном направлении. Заряженный конденсатор представляет собой источник отрицательного напряжения с низким внутренним сопротивлением, что обеспечивает возможность прохождения достаточно большого обратного тока. Когда результирующий ток через тринистор становится меньше удерживающего тока, т. е. $(I_{пр}-i_C)<I_{уд}$, прибор выключается. Остаточное отрицательное напряжение на конденсаторе несколько сокращает время восстановления закрытого состояния прибора. Вместо кнопки в такой схеме обычно используется второй тринистор, на который подается сигнал выключения. В рассмотренной схеме следует применять приборы, имеющие гарантированное обратное напряжение $U_{обр} \geqslant U_{пит}$.

Емкость коммутирующего конденсатора $C_к$ должна быть достаточно большой, чтобы обратное напряжение на приборе сохранялось в течение времени $t_{выкл}$, необходимого для его выключения. Для случая активной нагрузки емкость конденсатора (в микрофарадах) может быть найдена из соотношения

$$C_к \geqslant 1,45\, I_{пр}\, t_{выкл}/U_{пит}, \qquad (18)$$

где $I_{пр}$ — прямой ток (ток нагрузки) в момент коммутации, А; $t_{выкл}$ — время выключения прибора, мкс; $U_{пит}$ — напряжение источника питания, В.

Показанные на рис. 15 способы выключения тринисторов также применимы и для выключения динисторов.

В устройствах, работающих в цепях переменного тока, для выключения тринисторов (или динисторов) не требуется специального сигнала. Приборы выключаются автоматически за счет естественного изменения полярности напряжения на аноде в начале каждого отрицательного полупериода напряжения. После выключения на анод прибора в течение отрицательного полупериода подается обратное напряжение (рис. 11,*б*), что повышает устойчивость работы тринисторов в устройствах на переменном токе. Такой метод выключения называется *естественной коммутацией*, его простота и удобство являются одними из основных причин широкого применения тринисторов в различных цепях переменного тока.

11. Последовательное соединение приборов

В ряде устройств, в которых напряжение источника питания превышает наибольшее постоянное прямое напряжение в закрытом состоянии одного прибора, используется последовательное соединение нескольких (обычно однотипных) приборов (рис. 16). При последовательном соединении приборов закрытое состояние всей цепочки сохраняется, если напряжение на каждом приборе не превосходит его напряжения $U_{зс}$, т. е. при m-м числе приборов должно выполняться условие

$$U_{пит}/m \leqslant U_{зс}. \qquad (19$$

Токи в закрытом состоянии и емкости *p-n* переходов полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой одного и того же типа могут существенно различаться, поэтому при их последовательном соединении для выравнивания напряжений на отдельных приборах необходимо применять выравнивающие цепи.

В ждущем режиме напряжение источника питания на каждом из последовательно соединенных приборов будет распределяться обратно пропорциональ-

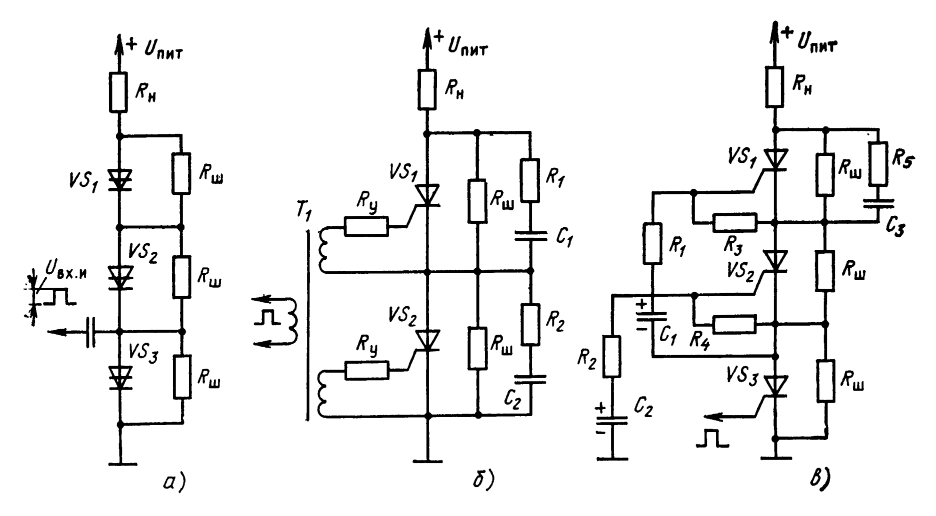


Рис. 16. Схемы последовательных соединений динисторов (*а*) и тринисторов (*б*, *в*):

а — отпирание цепочки динисторов импульсным сигналом; *б* — отпирание цепочки тринисторов с помощью импульсного трансформатора T_1; *в* — отпирание цепочки тринисторов с помощью конденсаторов связи (C_1, C_2)

но их токам в закрытом состоянии: наибольшее падение напряжения оказывается на приборе, имеющем наименьший ток в закрытом состоянии. Для выравнивания напряжений на приборах применяют резисторы, которые подключаются параллельно каждому прибору (резистор $R_ш$ на рис. 16).

Сопротивление шунтирующих резисторов рассчитывают по формуле

$$R_ш \leqslant \frac{mU_{зс} - U_{пит}}{(m-1)\, I_{зс}},$$

где $U_{зс}$ — наибольшее постоянное прямое напряжение прибора в закрытом состоянии; $U_{пит}$ — напряжение источника питания; $I_{зс}$ — ток в закрытом состоянии; m — число последовательно соединенных приборов. Шунтирующие резисторы вносят дополнительные потери; поэтому сопротивления их желательно выбирать как можно бо́льшими. Мощность, рассеиваемая на каждом резисторе $R_ш$, определяется по формуле

$$P_ш = \frac{U_{пит}^2}{m^2 R_ш}.$$

Резисторы $R_ш$ обеспечивают равномерное распределение напряжения на приборах *только* в ждущем (установившемся) режиме. В моменты коммутации (переключения из открытого состояния в закрытое) цепочки приборов к ней прикладывается прямое напряжение, которое может иметь достаточно крутой фронт нарастания. При этом напряжения на отдельных приборах распределяются обратно пропорционально емкостям *p-n* переходов каждого из них. На приборе, имеющем минимальную емкость, возникает перенапряжение, которое может привести к переключению этого прибора, а затем и всей цепочки в открытое состояние. Различие в емкостях *p-n* переходов может быть устранено, если параллельно каждому прибору подключить конденсатор небольшой емкости (конденсаторы C_1, C_2 на рис. 16,*б*). Для приборов малой и средней мощ-

ностей емкость этого конденсатора составляет примерно 500...2000 пФ. Последовательно с каждым конденсатором для ограничения разрядного тока через прибор целесообразно включать резистор (резисторы R_1, R_2 на рис. 16,*б*), сопротивление которого определяется по формуле (17) и должно выбираться возможно меньшим, чтобы не снижать эффективность действия конденсаторов, выравнивающих напряжения на последовательно соединенных приборах в переходных режимах.

Рассмотрим переключение последовательной цепочки динисторов (рис. 16,*а*). В исходном состоянии напряжение на каждом приборе соответствует условию (19), и вся цепочка находится в закрытом состоянии. Переключение цепочки в открытое состояние может быть осуществлено при подаче переключающего импульса на один из динисторов, например на VS_3. Амплитуда этого импульса $U_{\text{вх.и}}$ должна удовлетворять условию

$$(U_{\text{вх.и}}+U_{\text{пит}}/m)\geqslant U_{\text{от.и}}.$$

Когда динистор VS_3 переключается в открытое состояние, напряжение источника питания перераспределяется между остальными приборами и к каждому из них оказывается приложенным напряжение $U_{\text{пит}}/(m-1)$. Прибор из цепочки, имеющий минимальное напряжение $U_{\text{прк}}$, меньше чем $U_{\text{пит}}/(m-1)$, следующим переключится в открытое состояние. Затем процесс повторяется и вся цепочка динисторов переключается в открытое состояние.

Существуют два способа включения последовательно соединенных тринисторов:

1) при одновременной подаче отпирающих импульсов на управляющий электрод каждого прибора;

2) при подаче отпирающего импульса на управляющий электрод только одного прибора.

Первый способ, при котором внешние отпирающие импульсы подаются на управляющие электроды каждого тринистора, иллюстрируется схемой рис. 16,*б*. Для такого способа управления необходим импульсный трансформатор T_1 с количеством изолированных вторичных обмоток, равным числу последовательно соединенных приборов. Изоляция между обмотками должна выдерживать напряжение не меньшее чем $U_{\text{пит}}$. В цепь управления каждого тринистора следует включать резистор $R_{\text{у}}$ для выравнивания входных сопротивлений отдельных приборов (рис. 16,*б*). Для одновременного включения тринисторов последовательной цепочки отпирающие импульсы должны иметь минимально возможную длительность фронта (несколько десятых долей микросекунды) и такую амплитуду, чтобы ток управления каждого тринистора был примерно равен $I_{\text{у.от.и}}$.

При втором способе отпирающий импульс подается на управляющий электрод только одного тринистора, а включение остальных приборов осуществляется сигналами, формирующимися в самой цепочке (рис. 16,*в*). В исходном состоянии конденсаторы C_1 и C_2 заряжены до напряжений, имеющихся на тринисторах VS_2 и VS_3 соответственно, в данном случае $U_{C1}=U_{C2}=U_{\text{пит}}/3$; полярность напряжений на обкладках конденсаторов показана на рисунке. Тринистор VS_3 отпирается внешним управляющим импульсом. Напряжение на аноде тринистора VS_3 резко снижается, вследствие чего конденсатор C_2 разряжается через резистор R_2, цепь управляющего электрода тринистора VS_2 и открытый тринистор VS_3. Разрядный ток конденсатора C_2 открывает тринистор VS_2. Раз-

рядным током конденсатора C_1 аналогичным образом включается тринистор VS_1. Резисторы R_1 и R_2 ограничивают токи в цепях управляющих электродов приборов VS_1 и VS_2. Сопротивление каждого из них рассчитывают по формуле (10), полагая $U_{вх.и}=U_{C1}=U_{C2}=U_{пит}/3$. Конденсаторы C_1 и C_2 кроме основной функции выполняют также дополнительную: выравнивают напряжения на тринисторах VS_2 и VS_3 в моменты коммутации. Для тринистора VS_1 эту роль выполняет конденсатор C_3. Резистор R_5 ограничивает разрядный ток конденсатора C_3 через прибор VS_1 при открывании последнего.

Глава 3

УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОММУТАЦИИ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКОВ

12. Общие замечания

В предыдущих главах было показано, что динисторы и тринисторы имеют два устойчивых электрических состояния (закрытое и открытое), управляются маломощным сигналом, обладают относительно высоким быстродействием и могут пропускать значительные нагрузочные токи. Эти свойства приборов открывают новые возможности в построении простых, надежных бесконтактных выключателей (реле), и поэтому они с успехом используются в коммутационных устройствах, с помощью которых осуществляются операции включения, отключения, а также переключения электрических цепей постоянного и переменного токов.

Кроме того, обладая малым сопротивлением в открытом состоянии и весьма большим — в закрытом, полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой хорошо удовлетворяют требованиям, предъявляемым к переключающим элементам. Из-за небольшого падения напряжения на открытых приборах последние выгодно применять в электрических цепях с относительно низким напряжением и большим током.

Созданные на основе диодных и триодных тиристоров статические бесконтактные выключатели успешно конкурируют с механическими и электромеханическими аналогами. Причем преимущества тиристорных устройств особенно заметны при многократных переключениях, поскольку они не имеют изнашивающихся контактов в сильноточных цепях, а следовательно, в них отсутствуют явления дребезга, подгорания и залипания контактов.

Переключатели на тринисторах практически выполняют любые функции обычных выключателей, однако в дополнение к простому действию «включено», «выключено» эти устройства могут использоваться как реле времени, импульсные выключатели, выключатели быстродействующей защиты электрических цепей от перенапряжений и коротких замыканий и т. д.

При конструировании и использовании тиристорных выключателей (переключателей) следует иметь в виду, что в закрытом состоянии полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой не обеспечивают полной развязки (изоляции) источника питания и нагрузки, как это имеет место, например, при использовании механических выключателей. Степень развязки определяет-

ся током прибора в закрытом состоянии, и тем она выше, чем меньше значение этого тока.

В настоящей главе дается описание устройств, в которых динисторы и тринисторы используются для замыкания или полного размыкания электрической цепи. (Устройства, в которых с помощью тринисторов регулируется среднее значение напряжения или мощности на нагрузке, рассматриваются в гл. 6.)

Длительное пребывание коммутирующих устройств в режимах «Выключено» и «Включено» обеспечивается соответствующим режимом работы тиристоров. В режиме «Выключено» напряжения источника питания постоянного или переменного тока выбираются так, чтобы обеспечивалось выполнение условия (2). В режиме «Включено» должны выполняться условия (5). Токи, протекающие через открытые приборы, рассчитываются по формуле (4).

Напряжения источников питания постоянного тока рассматриваемых устройств, как правило, не критичны, и их целесообразно выбирать примерно в пределах 9...30 В. Напряжения питания устройств переменного тока определяются их назначением и могут доходить до 220 В. При этом следует иметь в виду, что многие устройства, работающие на переменном токе, схемы которых рассматриваются в дальнейшем, питаются непосредственно от сети напряжением 127 или 220 В без разделительных трансформаторов. Детали таких устройств гальванически связаны с сетью переменного тока; поэтому при их налаживании и эксплуатации необходимо соблюдать повышенные меры безопасности. Любая перепайка или замена элементов должна производиться при полностью отключенном устройстве от сети питания. Детали устройств следует размещать в кожухах (корпусах) из изоляционного материала, а на оси переменных резисторов обязательно должны быть надеты изолирующие ручки. Во входной цепи питания необходимо устанавливать плавкие предохранители.

13. Выключатели и переключатели постоянного тока

Специфической особенностью всех устройств, работающих на постоянном токе и использующих выключатели (переключатели) на динисторах или тринисторах, является наличие специальных элементов (цепей), предназначенных для закрывания этих приборов.

Простая схема выключателя, который управляется обычными контактными кнопками, приведена на рис. 17. В исходном состоянии (после подачи напряжения источника питания $U_{пит}$) тринистор VS_1 закрыт, цепь питания нагрузки $R_н$ разомкнута, а конденсатор C_1 заряжен приблизительно до напряжения $U_{пит}$ (полярность напряжения на конденсаторе указана на схеме). Подключение нагрузки к источнику питания осуществляется кратковременным нажатием кнопки S_1; при этом конденсатор C_1 разряжается через резистор R_2 и цепь управляющего электрода тринистора и открывает его. Нагрузка $R_н$ подключается к источнику питания. Отключение нагрузки происходит при нажатии кнопки S_2, контакты которой замыкают накоротко выводы анод-катод тринистора, его анодный ток становится равным нулю, и прибор закрывается. В момент отпускания кнопки S_2 нагрузка отключается от источника питания. Полезно отметить, что дребезг контактов кнопки S_1 не отражается по форме фронта коммутируемого напряжения, подаваемого на нагрузку.

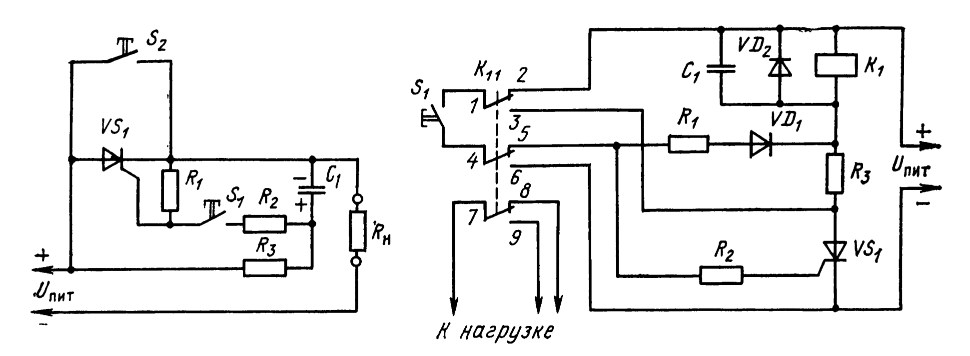


Рис. 17. Схема выключателя постоянного тока с кнопочным управлением

Рис. 18. Схема выключателя, управляемого одной кнопкой

Элементы схемы выключателя выбираются из следующих условий:

$$R_3 \ll R_{\text{ут } C}\ ;\quad C_1 \geqslant t_{\text{у.вкл}}/3R_2,$$

где $R_{\text{ут } C}$ — сопротивление утечки конденсатора C_1; $t_{\text{у.вкл}}$ — время включения тринистора по управляющему электроду.

Сопротивление R_2 рассчитывается по формуле (8), а тринистор выбирается из условий (2) и (5). Сопротивление резистора R_1 выбирается в пределах 50 ... 1000 Ом, в зависимости от мощности тринистора.

Коммутирующее устройство (рис. 18) представляет собой комбинацию тринистора и реле и позволяет производить переключения цепи нагрузки, подсоединенной к контактам *7—9* реле, кратковременным нажатием одной и той же кнопки.

В исходном состоянии тринистор VS_1 закрыт и обмотка реле K_1 обесточена. При нажатии кнопки S_1 на управляющий электрод тринистора через нормально замкнутые контакты реле *1—2*, *4—5* и ограничивающий резистор R_2 подается напряжение источника питания и прибор открывается. Через эти же две пары контактов обмотка реле шунтируется цепью, состоящей из резистора R_1 и диода VD_1. Пока кнопка нажата, анодный ток тринистора проходит по параллельной цепи, одна ветвь которой — обмотка реле, а вторая — резистор R_1 и диод VD_1. Сопротивление резистора R_1 выбирается так, чтобы проходящий через обмотку ток был *меньше* тока срабатывания реле. Как только кнопку отпускают, шунтирующая цепь отключается и реле срабатывает: замыкаются контакты *1—3*, *4—6*, *7—9*. В таком состоянии устройство остается, пока повторно не будет нажата кнопка S_1. Теперь при ее нажатии выводы анод — катод тринистора замыкаются накоротко и прибор закрывается. Однако, пока нажата кнопка, ток от источника $U_{\text{пит}}$ проходит через обмотку реле, резистор R_3 и замкнутые контакты *1—3* и *4—6* и реле остается включенным. Оно отключится при отпускании кнопки, и все устройство возвратится в исходное состояние: контакты *1—3*, *4—6* и *7—9* вновь разомкнутся.

Сопротивление ограничивающего резистора R_2 определяется по формуле (8). Значение максимального тока обмотки реле $I_{\text{р max}}$ должно удовлетворять условию (5). Чтобы ток через обмотку реле при данном напряжении источника питания $U_{\text{пит}}$ не превысил допустимого для выбранного типа реле значения

$I_{p\,max}$, устанавливается (если необходимо) резистор R_3, сопротивление которого рассчитывается по формуле

$$R_3 \geqslant \frac{U_{пит}}{I_{p\,max}} - r_p,$$

где r_p — сопротивление обмотки реле.

Сопротивление шунтирующего резистора R_1 может быть вычислено из соотношения

$$R_1 \leqslant \frac{I_{p\,min} R_3 r_p}{U_{пит} - I_{p\,min}(R_3 + r_p)},$$

где $I_{p\,min}$ — минимальный ток срабатывания реле.

Диод VD_1 устраняет непосредственную связь управляющего электрода тринистора с источником питания. Диод VD_2 и конденсатор C_1 шунтируют экстратоки обмотки реле при переключениях.

На рис. 19 приведена схема устройства, выполняющего функции дверного кодового замка, которая иллюстрирует многочисленные возможности практического использования выключателей на тринисторах с кнопочным управлением.

Основу замка составляет переключатель на трех тринисторах VS_1—VS_3, соединенных последовательно. В анодную цепь тринистора VS_3 включена обмотка электромагнита YA_1, сердечник которого служит запором для двери. Цепочка последовательно соединенных тринисторов может быть переключена в проводящее состояние только при отпирании каждого из них в определенной последовательности: первым должен быть открыт тринистор VS_1, вторым — VS_2 и, наконец, — VS_3.

Открываются тринисторы с помощью кнопок. Управляющие электроды тринисторов могут быть подсоединены к контактам любых трех кнопок S_0—S_9 пульта, установленного на стене с наружной стороны двери. При показанном

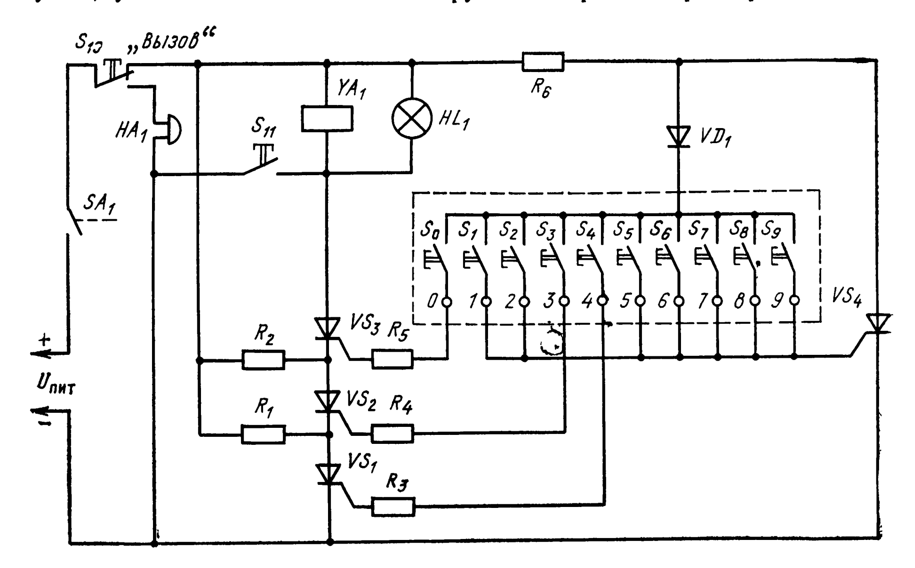


Рис. 19. Схема кодового замка

на схеме соединении управляющих электродов тринисторов с кнопками кодом замка является число 430, и поэтому первой должна быть нажата кнопка S_4, затем — кнопка S_3 и последней — кнопка S_0. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 обеспечивают выполнение условия (3), поэтому после включения тринисторов VS_1 и VS_2 при кратковременном нажатии кнопок S_4 и S_3 соответственно эти приборы остаются в проводящем состоянии. После нажатия кнопки S_0 включается тринистор VS_3, напряжение источника питания $U_{пит}$ через замкнутые контакты выключателя SA_1 и кнопки S_{10} подается на обмотку электромагнита YA_1, при этом одновременно загорается сигнальная лампа HL_1. Электромагнит втягивает сердечник и таким образом открывает замок двери. При открывании двери контакты выключателя SA_1 размыкаются и разрывают цепь питания, тринисторы вновь выключаются, и после закрывания двери устройство возвращается в исходное состояние.

Если при наборе кода вначале нажмут кнопку S_3 или S_0, то тринисторы VS_2 и VS_3 останутся выключенными, поскольку цепь питания этих приборов будет разомкнута закрытым тринистором VS_1 и, следовательно, замок не срабатывает.

Тринистор VS_4 служит для того, чтобы исключить возможность открыть замок подбором кода. Контакты кнопок, не использованных в коде, соединены между собой и подключены к управляющему электроду тринистора VS_4. Если при попытке подобрать код будет нажата любая из этих кнопок, то тринистор VS_4 откроется и замкнет цепь управления тринисторов VS_1—VS_3, и тогда ни один из них уже невозможно будет включить. Сопротивление резистора R_6 рассчитывается по формуле $U_{пит}/R_6 > I_{уд}$; поэтому тринистор VS_4 после включения остается в проводящем состоянии. Такой же результат будет и при одновременном нажатии всех кнопок, так как тринистор VS_4 откроется раньше, чем три последовательно соединенных тринистора VS_1—VS_3. Полезно обратить внимание на то, что этому обстоятельству способствует также и большее значение управляющего тока прибора VS_4 по сравнению с тринисторами VS_1—VS_3. Чтобы устройство возвратить в исходное состояние после включения тринистора VS_4, следует нажать кнопку S_{10} «Вызов», контакты которой разрывают цепь питания тринистора VS_4, и последний закрывается. Одновременно замыкающие контакты этой кнопки включают звонок HA_1 звуковой сигнализации. Кстати, этой кнопкой можно пользоваться просто как кнопкой звонка, если код замка не известен.

С помощью кнопки S_{11} замок можно открыть дистанционно из помещения. При нажатии этой кнопки тринисторы VS_1—VS_3 замыкаются накоротко и напряжение питания подается на обмотку электромагнита YA_1. Кнопку S_{11} следует держать нажатой до тех пор, пока дверь не будет открыта.

Для изменения кода замка провода, идущие от управляющих электродов тринисторов VS_1—VS_3, подсоединяют к зажимам *0 ... 9* в соответствии с кодовым числом; остальные зажимы соединяют между собой и подключают к управляющему электроду тринистора VS_4.

В качестве выключателя SA_1 можно использовать малогабаритную кнопку КМ1-1 или микропереключатель типа МП. Напряжение питания кодового замка 27 ... 36 В.

Переключатель (рис. 20) автоматически включает резервный источник питания $U'_{пит}$ при неисправности (пропадании напряжения) основного источника

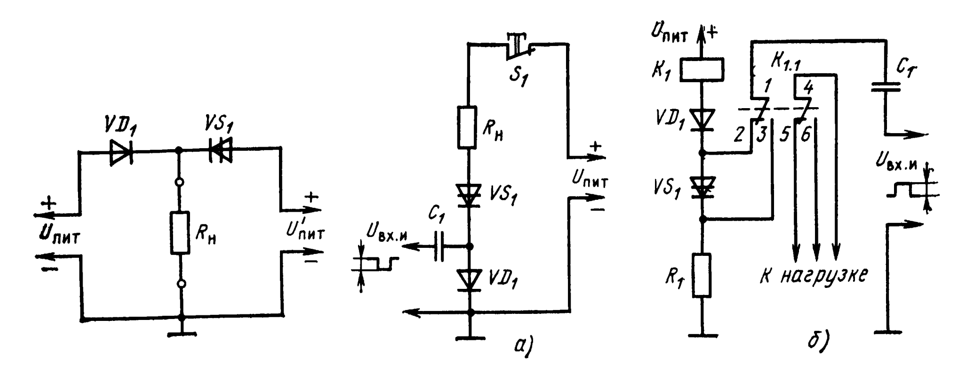


Рис. 20. Схема устройства для включения резервного источника питания

Рис. 21. Схемы переключателей на динисторах:
а — включение импульсным сигналом, выключение кнопкой; *б* — включение и выключение импульсным сигналом

питания $U_{пит}$. Напряжение резервного источника питания $U'_{пит}$ и тип динистора VS_1 выбираются так, чтобы выполнялось условие $U_{пит} \geqslant U'_{пит} > (U_{прк} + I_{прк}R_н)$, где $U_{прк}$ и $I_{прк}$ — напряжение и ток переключения динистора VS_1. Пока нагрузка $R_н$ питается от основного источника, диннистор закрыт, так как напряжение между его анодом и катодом меньше или равно нулю. При исчезновении напряжения $U_{пит}$ (выходе из строя основного источника) к динистору в прямом направлении прикладывается напряжение $U'_{пит}$, переключающее прибор в открытое состояние, и нагрузка $R_н$ оказывается подключенной к резервному источнику питания. При этом диод VD_1 устраняет связь резервного и основного источников. Если после устранения неисправности вновь включить источник $U_{пит}$, то между анодом и катодом динистора VS_1 появится напряжение, равное $(U_{пит} - U'_{пит}) \leqslant 0$, прибор закроется, а источник $U'_{пит}$ отключится.

Тиристорные выключатели (переключатели) могут управляться дистанционно импульсными сигналами. Простейшая схема такого выключателя на динисторе показана на рис. 21,*а*. При отсутствии входного (включающего) импульса динистор VS_1 закрыт, ток через нагрузку $R_н$ не протекает. При подаче импульса отрицательной полярности, амплитуда которого должна быть $U_{вх.и} \geqslant U_{от.и}$, динистор открывается и нагрузка подключается к источнику питания $U_{пит}$. Если выполняется условие (3), то динистор остается в таком состоянии до тех пор, пока не будет нажата кнопка S_1, контакты которой разрывают его анодную цепь. Подобную схему можно использовать в запоминающих устройствах, в индикаторах счетных устройств и т. д.

Коммутирующее устройство (рис. 21,*б*) состоит из динистора VS_1, реле K_1 и осуществляет поочередное переключение цепи нагрузки с приходом каждого входного импульса положительной полярности. Функции, выполняемые этим устройством и ранее рассмотренным тринисторным переключателем (рис. 18), одинаковы. Различие в способе управления: в первом случае — кнопочное, здесь — импульсное.

В исходном состоянии динистор VS_1 закрыт и реле K_1, обмотка которого включена в его анодную цепь, выключено. Первый входной импульс, амплитуда которого должна быть $U_{вх.и} \geqslant U_{от.и}$, проходит через нормально замкнутые кон-

такты реле *1—2* на анод динистора и переключает его в проводящее состояние. Реле срабатывает, и контакты *1—3* и *4—6* замыкаются. В таком состоянии устройство будет оставаться до тех пор, пока не будет закрыт динистор. Это происходит с приходом очередного (второго) импульса, который через замкнутые контакты *1—3* реле поступает теперь на катод динистора и закрывает его. Реле выключается, и контакты его возвращаются в исходное состояние. Для закрывания динистора амплитуда входного импульса должна быть $U_{вх.и} > U_{пит}$. Удерживающий ток динистора не должен превышать минимального тока срабатывания реле, т. е. $I_{уд} < I_{р\,min}$, кроме того, должно выполняться условие

$$U_{пит}/(r_р + R_1) > I_{уд},$$

где $r_р$ — активное сопротивление обмотки реле.

На рис. 22 показана основная схема тринисторного выключателя, управляемого импульсными сигналами. В выключателе используется способ закрывания тринистора с помощью предварительно заряженного коммутирующего конденсатора (см. § 10).

Устройство содержит два тринистора: основной VS_1 и дополнительный VS_2, который служит для выключения тринистора VS_1. В исходном состоянии после подачи напряжения питания тринисторы VS_1 и VS_2 остаются закрытыми, ток в нагрузке $R_н$ практически равен нулю, а коммутирующий конденсатор C_1 не заряжен. При подаче на управляющий электрод тринистора VS_1 положительного импульса «Вкл.» последний открывается и напряжение источника питания $U_{пит}$, за вычетом падения напряжения на открытом приборе VS_1, прикладывается к нагрузке $R_н$, а коммутирующий конденсатор C_1 через резистор R_1 и открытый тринистор VS_1 заряжается почти до напряжения $U_{пит}$ (полярность напряжения на конденсаторе обозначена на схеме). В таком состоянии устройство находится до тех пор, пока не будет подан положительный импульс «Выкл.» на управляющий электрод тринистора VS_2, который этим сигналом открывается. При этом тринистор VS_1 выключается отрицательным напряжением коммутирующего конденсатора, и ток в цепи нагрузки прерывается. Разряд конденсатора

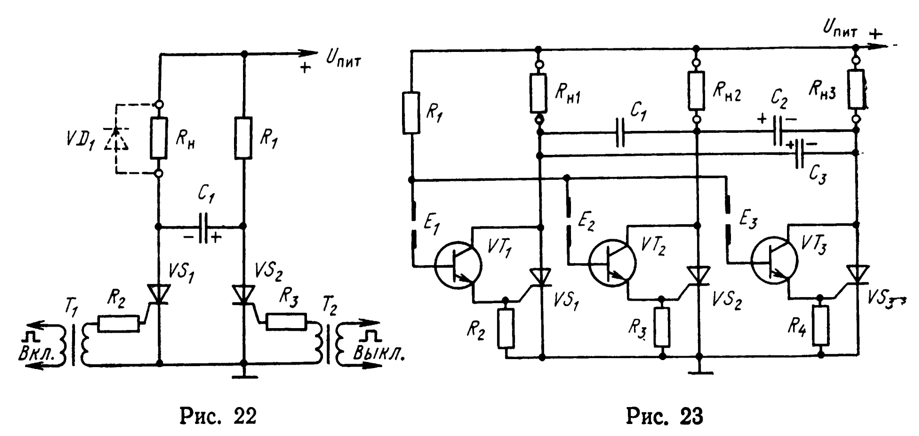


Рис. 22 Рис. 23

Рис. 22. Схема тринисторного переключателя постоянного тока, управляемого импульсными сигналами

Рис. 23. Схема сенсорного тринисторного переключателя

C_1 вначале происходит через оба тринистора, а после выключения прибора VS_1 — через тринистор VS_2, нагрузку и источник питания. По мере разряда конденсатора C_1 анодный ток прибора VS_2 уменьшается, и, когда его значение становится меньше удерживающего тока, тринистор VS_2 закрывается и выключатель возвращается в исходное состояние (нагрузка $R_н$ обесточена). Для этого необходимо сопротивление резистора R_1 выбирать таким, чтобы для тринистора VS_2 выполнялось условие (6). Обычно принимают

$$\frac{R_{т2}}{10-20} \geqslant R_1 > \frac{U_{пит}}{I_{уд2}}, \qquad (20)$$

где $R_{т2} = U_{пит}/I_{зс2}$ — сопротивление тринистора VS_2 в закрытом состоянии; $I_{уд2}$ — удерживающий ток тринистора VS_2.

Емкость коммутирующего конденсатора C_1 рассчитывается по формуле (18). Прямое напряжение $U_{зс}$ обоих тринисторов выключателя определяется напряжением источника питания (2) и должно быть одинаковым. Основной тринистор VS_1 должен иметь обратное напряжение $U_{обр} = U_{зс}$, а для тринистора VS_2 значение $U_{обр}$ не нормируется. При выборе тринистора VS_1 по току руководствуются условиями (5). Вспомогательный тринистор VS_2 может иметь небольшой средний ток. Диод VD_1 следует включать, если нагрузка имеет индуктивный характер.

Рассмотренный выключатель с двумя тринисторами широко используется в разнообразных коммутирующих устройствах. В качестве примера на рис. 23 приведена схема сенсорного переключателя, который позволяет поочередно подключать к источнику питания одну из трех нагрузок. Переключатель содержит три тринистора VS_1—VS_3, каждый из которых выполняет функции как основного, так и вспомогательного прибора (рис.22). После подачи напряжения источника питания $U_{пит}$ транзисторы VT_1—VT_3 и тринисторы VS_1—VS_3 остаются закрытыми, а нагрузки $R_{н1}$—$R_{н3}$ — обесточенными. Во время кратковременного касания (замыкания) пальцем или металлическим предметом любой пары сенсорных контактов E_1—E_3 в базовой цепи соответствующего транзистора появляется ток. Транзистор открывается, и его эмиттерный ток, протекая через цепь управления тринистора, включает последний. Напряжение источника питания, за вычетом падения напряжения на открытом тринисторе, приложится к нагрузке, через которую потечет ток, определяемый формулой (4). Если при минимальном токе нагрузки выполняется условие (5), то тринистор остается в проводящем состоянии и после размыкания сенсорных контактов до тех пор, пока не будет открыт другой тринистор.

Пусть, например, при первом замыкании сенсорных контактов E_3 открылся тринистор VS_3 и включилась нагрузка $R_{н3}$. Коммутирующие конденсаторы C_2 и C_3, соединенные с анодом тринистора VS_3, зарядятся до напряжения $U_{пит}$ (полярность напряжения на конденсаторах обозначена на рисунке). Легко заметить, что теперь при включении тринистора VS_1 или VS_2 ранее открытый прибор выключится за счет отрицательного напряжения на коммутирующем конденсаторе (C_3 или C_2 соответственно) и вместо нагрузки $R_{н3}$ к источнику питания подключится $R_{н1}$ или $R_{н2}$ и т. д.

Ток каждой нагрузки должен удовлетворять условию (5). Емкость коммутирующих конденсаторов C_1—C_3 рассчитывается по формуле (18).

Отметим, что во всех рассмотренных схемах переключателей постоянного тока реализуются свойства полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой «запоминать» заданное им внешним сигналом электрическое состояние.

14. Выключатели переменного тока

Выключатели переменного тока выполняются, как правило, на тринисторах, а также на симметричных тиристорах (триаках); с последними читатель может познакомиться в [1].

По своему действию в цепях переменного тока тринистор подобен специальному типу выключателя, который в режиме «Выключено» не проводит ток в обоих направлениях, а в режиме «Включено» проводит ток только в одном направлении. Таким образом, для питания нагрузки обоими полупериодами переменного тока в силовых цепях выключателей следует использовать включенные навстречу друг другу либо два тринистора, либо один тринистор и обычный диод. Для открывания тринисторов часто применяются сигналы, формируемые из положительной полуволны анодного напряжения. Выключаются тринисторы автоматически при изменении полярности напряжения на аноде, т. е. через каждые полпериода напряжения источника питания.

Однофазный выключатель переменного тока (рис. 24) содержит два тринистора VS_1 и VS_2, которые включены параллельно и навстречу друг другу. Когда выключатель S_1 разомкнут, тринисторы закрыты и нагрузка обесточена. При замкнутом выключателе S_1 каждый из тринисторов проводит ток только в течение положительного полупериода напряжения на его аноде. Если положителен верхний (на схеме) провод источника питания, то проводит тринистор VS_1, поскольку на его анод и управляющий электрод подается положительное напряжение (напряжение на управляющий электрод поступает через сопротивление нагрузки $R_н$, диод VD_1, резистор R_1 и замкнутые контакты выключателя S_1). В следующий полупериод становится положительным нижний провод источника и начинает проводить тринистор VS_2, на который управляющее напряжение поступает через диод VD_2, замкнутые контакты выключателя S_1 и резистор R_1. Поочередное выключение тринисторов происходит автоматически в конце каждого положительного полупериода анодного напряжения. Таким образом, в цепи нагрузки проходит переменный ток синусоидальной формы, а напряжение на нагрузке в течение каждого полупериода равно напряжению сети, за вычетом падения напряжения на открытом тринисторе.

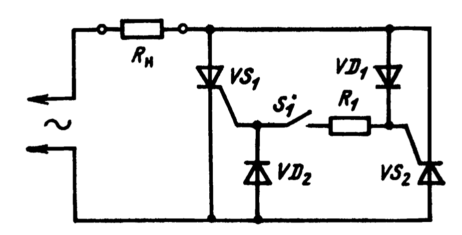


Рис. 24. Схема выключателя переменного тока на двух встречно-параллельно включенных тринисторах

При размыкании контактов S_1 тринисторы выключаются и нагрузка обесточивается. При этом к закрытым приборам VS_1 и VS_2 периодически прикладывается прямое и обратное напряжения, равные амплитудному значению напряжения сети питания U_m. Таким образом, тринисторы выключателя должны иметь гарантированное прямое и обратное напряже-

ния не менее чем $U_{вс}=U_{обр}>U_m$. При напряжении сети $U=127$ В амплитудное значение напряжения составляет $U_m=\sqrt{2}U=1{,}41\cdot127=180$ В, а при сети $U=220$ В имеем $U_m=1{,}41\cdot220=310$ В. Допустимый импульсный анодный ток каждого из тринисторов должен быть $I_{ос.п}>I_{н\,m}$, где $I_{н\,m}=U_m/R_н$ — амплитудное значение синусоидального тока в нагрузке, а средний ток — не менее $I_{ос.ср}\geqslant0{,}32I_{н\,m}$. Сопротивление резистора R_1, ограничивающего ток в цепях управляющих электродов тринисторов, рассчитывается по формуле (12).

Однофазные выключатели переменного тока могут также выполняться на основе различных комбинаций тринисторов и обычных силовых диодов. На рис. 25,*а* показана широко распространенная схема однофазного выключателя, который содержит только один тринистор VS_1, включенный в диагональ моста VD_1—VD_4 со стороны выпрямленного тока. К источнику переменного напряжения мост подключен последовательно с нагрузкой $R_н$. Такой выключатель также питает нагрузку обоими полупериодами переменного тока. (При необходимости нагрузку можно питать пульсирующим постоянным током, включив ее между точками *а* и *б*.)

Ток в цепи нагрузки протекает только тогда, когда диагональ моста замкнута накоротко открытым тринистором. Действительно, мост выпрямляет переменное напряжение и на анод и управляющий электрод тринистора в течение каждого полупериода сети подается положительное напряжение, имеющее форму полусинусоиды. Когда сигнал на управляющий электрод не подается (выключатель S_1 разомкнут), тринистор закрыт, поэтому ток через нагрузку не протекает. Если S_1 замкнуть, то тринистор откроется в начале положительной полуволны и будет оставаться в проводящем состоянии в течение всего полупериода переменного напряжения. При открытом тринисторе через нагрузку протекают обе полуволны переменного тока. Одна полуволна тока (положительный верхний по схеме зажим источника) проходит по цепи: диод VD_1, тринистор VS_1, диод VD_4, нагрузка $R_н$; вторая полуволна (положительный нижний зажим) — по цепи: нагрузка $R_н$ — диод VD_3 — тринистор VS_1 — диод VD_2 (путь тока в обоих случаях на рис. 25,*а* обозначен сплошными и штриховыми стрелками соответственно). Напряжение питающей сети, за вычетом падения напряжения на двух диодах и тринисторе, включенных в прямом направлении, приложено к нагрузке $R_н$. Если управляющий сигнал снять (разомкнуть выключатель S_1), то тринистор в конце очередного полупериода, когда

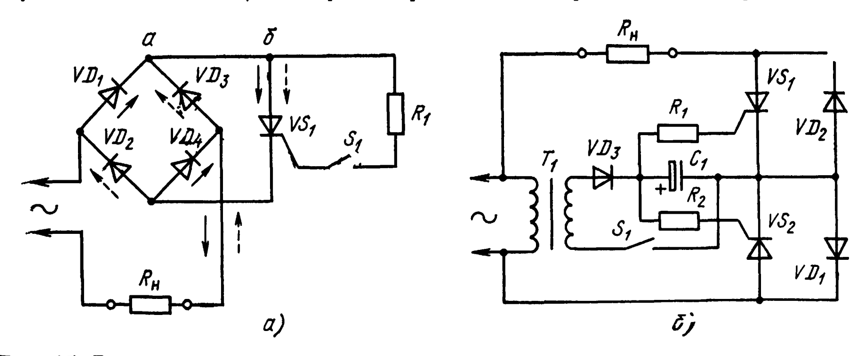


Рис. 25. Выключатели переменного тока на тринисторах и диодах:
а — схема с тринистором, включенным в диагональ моста; *б* — схема на двух тринисторах и двух диодах

анодное напряжение спадает до нуля, закрывается и нагрузка отключается от источника питания.

Как и в предыдущей схеме выключателя, тринистор должен иметь напряжение в закрытом состоянии не менее $U_{зс} \geqslant U_m$. Обратное напряжение на тринисторе в этой схеме равно нулю, так как прибор все время находится под напряжением одной полярности. Поскольку тринистор пропускает обе полуволны тока нагрузки, которые следуют одна за другой практически без разрыва, то средний ток прибора должен быть не менее $I_{ос.ср} \geqslant 0{,}64 I_{н\ m}$, а импульсный ток $I_{ос.п} \geqslant I_{н\ m}$. Сопротивление резистора R_1 рассчитывается по формуле (12).

Допустимое обратное напряжение каждого из диодов моста VD_1—VD_4 должно быть не менее U_m. Эти диоды должны иметь импульсный ток такого же значения, как и тринистор, т. е. $I_{д.и} \geqslant I_{н\ m}$, а их средний ток может быть в два раза меньше $I_{д.ср} \geqslant 0{,}32 I_{н\ m}$.

Однофазный выключатель (рис. 25,*б*) содержит два тринистора VS_1, VS_2 и два силовых диода VD_1, VD_2. Управляющее напряжение для тринисторов выключателя получается с помощью маломощного низковольтного выпрямителя, выполненного на понижающем трансформаторе T_1, диоде VD_3 и конденсаторе C_1. Напряжение с конденсатора C_1 через резисторы R_1 и R_2 подается на управляющие электроды тринисторов.

Пока выключатель S_1 разомкнут, конденсатор C_1 остается разряженным, напряжение на управляющих электродах тринисторов равно нулю и тринисторы закрыты. Ток через нагрузку ни в один из полупериодов напряжения сети не проходит, поскольку диоды VD_1 и VD_2 по отношению к нагрузке включены последовательно и навстречу друг другу При замыкании выключателя S_1 на конденсаторе C_1 появляется постоянное напряжение, полярность которого показана на рис. 25,*б*. Теперь при положительном полупериоде напряжения на аноде любого тринистора последний откроется. Так, в течение полупериода, когда положительный верхний (по схеме) провод источника, открыт тринистор VS_1 и ток проходит по цепи: источник питания, нагрузка $R_н$, тринистор VS_1, диод VD_1 — источник питания. В следующий полупериод (положительный нижний провод) открыт тринистор VS_2, и теперь ток нагрузки $R_н$ протекает от источника питания через открытый тринистор VS_2 и диод VD_2. Таким образом, нагрузка подключена к питающей сети в течение всего периода переменного тока, а напряжение на ней равно напряжению сети, за вычетом суммы падений напряжений на тринисторе и одном диоде, включенных в прямом направлении. При размыкании выключателя S_1 оба тринистора через несколько периодов напряжения сети закрываются после разряда конденсатора C_1. Обратное напряжение на тринисторах в таком выключателе равно нулю, требования к допустимому напряжению в закрытом состоянии, импульсному и среднему токам приборов такие же, как и для тринисторов выключателя рис. 24. Диоды VD_1 и VD_2 должны иметь обратное напряжение $U_{д.обр} \geqslant U_m$. Выходное напряжение U_1 вспомогательного выпрямителя (на конденсаторе C_1) должно быть $U_1 \geqslant U_{у.от}$, а сопротивления резисторов R_1 и R_2 рассчитываются по формуле $R_1 = R_2 = U_1/I_{у.от}$, где $U_{у.от}$ и $I_{у.от}$ — отпирающие напряжение и ток управления тринисторов.

Из рассмотренных трех основных схем выключателей переменного тока наименьшие потери имеет выключатель с двумя тринисторами (рис. 24). Следует обратить внимание, что во всех типах выключателей нагрузка остается гальва-

нически соединенной с одним проводом питающей сети и при разомкнутых контактах выключателя S_1.

Функции выключателя S_1 в выключателях переменного тока обычно выполняет механическое, электромеханическое или электрическое устройство. В последнем случае это может быть маломощное ключевое электронное устройство с датчиком, который срабатывает под действием напряжения, света, температуры, давления и т. д. Таким образом, коммутация значительной мощности в нагрузке осуществляется маломощным сигналом.

Для иллюстрации сказанного на рис. 26 приведена схема выключателя переменного тока, управляемого светом. Такое устройство можно использовать, например, для автоматического включения и выключения лампы в помещении в зависимости от степени освещенности фоторезистора R_5, используемого в качестве датчика. Резисторы R_3—R_5 образуют делитель напряжения, к которому через стабилитрон VD_5 и резистор R_2 подключен управляющий электрод тринистора VS_1. Пока фоторезистор R_5 освещен (он может быть установлен у окна или вне помещения), его световое сопротивление R_{5c} невелико, так что $R_{5c} \ll R_3+R_4$. Конденсатор C_1 заряжается до напряжения, определяемого делителем R_3—R_{5c} и равного $U_{C1}=U_m R_{5c}/(R_3+R_4+R_{5c}) \ll U_m$, которое недостаточно для пробоя стабилитрона VD_5 (здесь U_m — амплитуда сетевого напряжения). Тринистор закрыт, выключатель находится в «разомкнутом» состоянии, и лампа EL_1 погашена. С уменьшением освещенности фоторезистора его сопротивление резко (в сотни раз) возрастает и становится $R_{5т} \gg R_3+R_4$. Теперь в начале каждого положительного полупериода напряжения на аноде тринистора конденсатор C_1 будет заряжаться через резисторы R_3+R_4, пока напряжение на нем не достигнет пробивного напряжения $U_{ст\,5}$ стабилитрона VD_5. При пробое стабилитрона конденсатор C_1 разряжается через стабилитрон, резистор R_2 и цепь управления тринистора. Ток разряда открывает тринистор, и напряжение сети подается на осветительную лампу. Выключатель переходит в «замкнутое» состояние, в котором он будет находиться, пока затемнен фоторезистор. Переменным резистором R_4 регулируется момент срабатывания выключателя при различной освещенности.

Суммарное сопротивление R_3+R_4 должно удовлетворять условию $R_{5т} \gg R_3+R_4 \gg R_{5c}$ и выбирается в пределах 100...200 кОм (в среднем положении движка переменного резистора R_4). Продолжительность заряда конденсатора C_1 до значения пробивного напряжения $U_{ст\,5}$ стабилитрона VD_5 (при затемнен-

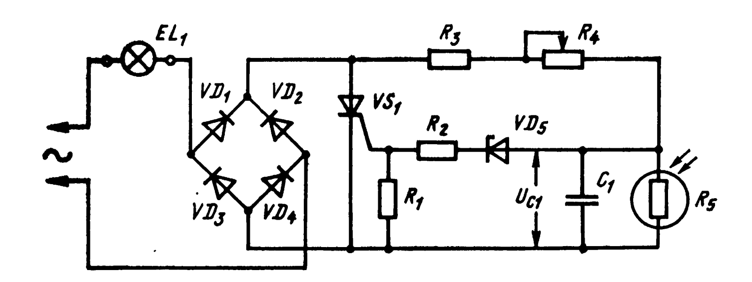


Рис. 26. Схема выключателя переменного тока, управляемого светом

ном фоторезисторе) должна быть примерно 0,5 мс. При таком условии емкость конденсатора C_1 (в микрофарадах) вычисляется по формуле

$$C_1 = \frac{500}{(R_3 + R_4) \ln \dfrac{U_m}{U_m - U_{ст5}}}.$$

Тринистор VS_1 и диоды моста VD_1—VD_4 выбираются в зависимости от мощности лампы (ламп) и напряжения сети (см. выключатель рис. 25,*а*), а стабилитрон — по условиям (11). В выключателе могут быть использованы фоторезисторы ФСК-1, СФ2-5, СФ3-5 и др.

Выключатели, управляемые светом, могут быть также построены по принципу: «включено» при освещенном датчике (фоторезисторе) и «выключено» — при затемненном.

Интересен принцип построения выключателя, схема которого изображена на рис. 27. При нажатии кнопочного переключателя S_1 через нагрузку протекает только одна полуволна тока, независимо от времени, в течение которого кнопка оставалась нажатой.

Устройство работает следующим образом. После подачи напряжения (замыкания выключателя Q_1) тринистор VS_1 остается закрытым, а нагрузка $R_н$ — обесточенной. В те полупериоды напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод источника питания, конденсатор C_2 заряжается по цепи: сопротивление нагрузки $R_н$, диод VD_2, резистор R_2. Через некоторое количество периодов напряжение на конденсаторе C_2 станет равным амплитудному значению напряжения сети U_m (полярность напряжения на конденсаторе обозначена на рисунке). Контакты *1—2* кнопочного переключателя S_1 нормально замкнуты, и конденсатор C_1 разряжен. В таком ждущем режиме устройство может находиться длительное время, пока не будет нажата кнопка S_1. После нажатия кнопки при очередном отрицательном полупериоде (положителен нижний провод источника питания) в цепи: резистор R_3, управляющий электрод — катод тринистора VS_1, замкнутые контакты *1—3* кнопки S_1, резистор R_1, диод VD_1 потечет зарядный ток конденсатора C_1. Этот ток откроет тринистор, так как конденсатор C_2 поддерживает на его аноде положительное напряжение, равное U_m. Постоянная времени зарядной цепи конденсатора C_1, приблизительно равная $\tau_1 \approx (R_1 + R_3) C_1$, должна иметь такое значение, чтобы конденсатор *полностью зарядился* примерно в первой четверти полупериода, и поэтому к концу полупериода управляющий ток тринистора становится равным нулю, хотя контакты *1—3* кнопки остаются замкнутыми. Постоянная времени цепи разряда конденсатора C_2 через резистор R_2, открытый тринистор VS_1 и диод VD_3, равная $\tau_2 \approx R_2 C_2$, рассчитывается так, чтобы к концу полупериода разрядный ток кон-

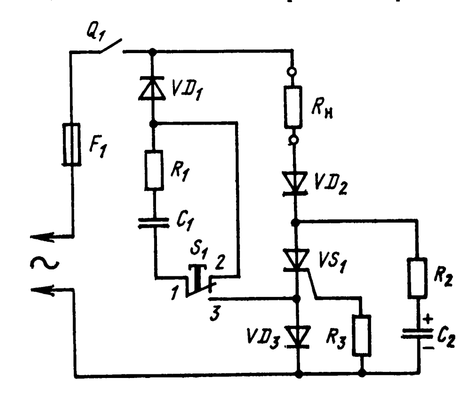


Рис. 27. Схема полуволнового выключателя переменного тока

денсатора оставался *больше* значения удерживающего тока тринистора. Таким образом, к моменту начала следующего положительного полупериода напряжения сети на аноде тринистора последний окажется в открытом состоянии и через нагрузку $R_н$, тринистор VS_1, диоды VD_2 и VD_3 пройдет полуволна тока с амплитудой $I_{н\,m} \approx U_m/R_н$. В течение этого полупериода конденсатор C_2 полностью разряжается. В следующие положительные полупериоды анодного напряжения, хотя кнопка и продолжает быть нажатой, тринистор остается закрытым, так как управляющий ток равен нулю. При отпускании кнопки S_1 конденсатор C_1 разрядится через резистор R_1 и устройство возвратится в исходное состояние. Для повторного включения необходимо вновь нажать кнопку S_1.

Сопротивления резисторов R_1—R_3 рассчитываются из условий, определяющих допустимый режим тринистора:

$$R_1 + R_3 \geqslant U_m/I_{у.от.и}; \quad R_2 \geqslant U_m/I_{ос.п},$$

Для сети переменного тока с частотой 50 Гц постоянные времени τ_1 и τ_2 должны быть приблизительно равны $\tau_1 \approx 1{,}5 \cdot 10^{-3}$ с и $\tau_2 \approx 5 \cdot 10^{-3}$ с.

Тринистор VS_1 должен иметь напряжение в закрытом состоянии $U_{зс} \geqslant U_m$. Допустимое обратное напряжение диодов VD_1—VD_3 должно быть не менее значения U_m, а у тринистора VS_1 может не нормироваться.

15. Выключатели с временной задержкой

С помощью тринисторов и динисторов можно создавать коммутационные устройства с устанавливаемой выдержкой времени (бесконтактные реле времени). Такие устройства используются для включения или отключения нагрузки через определенный заранее установленный промежуток времени после приложения управляющего сигнала или срабатывания механического (электромеханического) переключателя.

Широкое распространение в бесконтактных реле времени находят тринисторы. В таких устройствах нагрузка непосредственно включается в анодную цепь прибора, а момент подачи сигнала на управляющий электрод задерживается относительно момента включения анодного питания. Для получения временны́х выдержек и формирования управляющих сигналов для тринисторов ча́сто используются релаксационные генераторы на однопереходных транзисторах (см. § 8).

Выключатель (рис. 28,*а*) подает напряжение на нагрузку через некоторое время $t_з$ после включения напряжения источника питания. Рабочее напряжение и ток выключателя определяются выбранным типом тринистора. Управляется тринистор VS_1 однопереходным транзистором VT_1, который работает в режиме релаксационного генератора и формирует одиночные импульсы.

После подачи напряжения питания тринистор и однопереходный транзистор остаются закрытыми, а конденсатор C_1 начинает заряжаться через резисторы R_1 и R_2. Конденсатор заряжается до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет значения $U_{Э\,л,к\,в}$ при котором переход эмиттер — база *1* однопереходного транзистора включается в прямом направлении. В этот момент транзистор откроется и конденсатор C_1 разрядится через его цепь эмиттер — база *1* и резистор R_4. Положительный импульс, снимаемый с этого резистора, откроет тринистор, и напряжение источника питания окажется приложенным к нагрузке $R_н$. После открывания тринистора VS_1 напряжение на генераторе становится

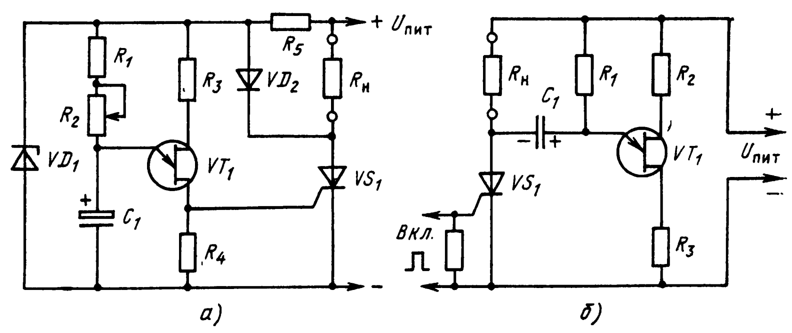


Рис. 28. Тринисторные выключатели с временно́й задержкой с однопереходными транзисторами:
а — схема с задержкой времени включения; *б* — схема устройства, автоматически отключающего нагрузку через определенное время

равным сумме падений напряжений на открытом тринисторе $U_{ос}$ и проводящем диоде VD_2. Эти напряжения малы, поэтому генерация импульсов прекращается.

Длительность задержки $t_з$ определяется постоянной времени цепи $(R_1+$ $+R_2)C_1$ релаксационного генератора, которая регулируется резистором R_2, и напряжением включения однопереходного транзистора и может быть рассчитана по формуле (14).

Выключатель (рис. 28,*б*) через определенное время автоматически отключает нагрузку $R_н$ от источника питания $U_{пит}$. В этом устройстве для закрывания тринистора VS_1 используется коммутирующий конденсатор C_1, который подключается к тринистору с помощью однопереходного транзистора VT_1.

Устройство работает следующим образом. При подаче напряжения питания тринистор VS_1 и однопереходный транзистор VT_1 остаются закрытыми, а напряжение на конденсаторе C_1 равно нулю. С приходом сигнала «Вкл.» тринистор VS_1 открывается и напряжение источника питания прикладывается к нагрузке $R_н$. После открывания тринистора коммутирующий конденсатор C_1 заряжается через резистор R_1 и открытый тринистор до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет значения, при котором переход эмиттер — база *1* однопереходного транзистора VT_1 включается в прямом направлении. В этот момент открывается однопереходный транзистор, коммутирующий конденсатор подключается к тринистору (отрицательная обкладка к аноду, положительная — к катоду) и закрывает его. Нагрузка отключается от источника питания.

Интервал времени, в течение которого напряжение источника питания подается на нагрузку, можно вычислить по формуле (14). Емкость конденсатора C_1 определяется по формуле (18). Сопротивление резистора R_1 в обеих схемах выключателей должно обеспечивать выполнение условия (13).

В устройстве рис. 28,*а* однопереходный транзистор открывается напряжением U_{C1}, снимаемым с конденсатора C_1 и имеющим экспоненциальную форму. При больших выдержках времени включение однопереходного транзистора происходит напряжением пологого (конечного) участка экспоненты, поэтому стабильность устанавливаемой временно́й выдержки невелика. Для получения больших временны́х выдержек (порядка нескольких минут и более) с высокой стабильностью можно использовать каскадное включение двух релаксационных генераторов на однопереходных транзисторах. Схема такого выключателя показана на рис. 29.

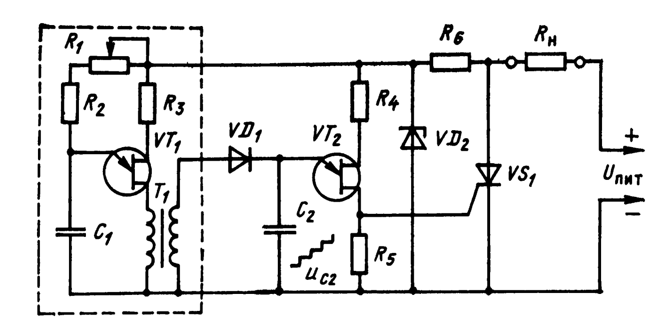


Рис. 29. Схема выключателя с временно́й задержкой с двумя однопереходными транзисторами.

На однопереходном транзисторе VT_1 собран релаксационный автогенератор (на схеме показан штриховой линией), который начинает работать сразу после подачи напряжения питания $U_{пит}$. Выходным напряжением генератора через трансформатор T_1 и диод VD_1 заряжается основной времязадающий конденсатор C_2, который используется в генераторе одиночных импульсов на однопереходном транзисторе VT_2. Напряжение на конденсаторе C_2 имеет форму нарастающей ступенчатой кривой (рис. 29), причем горизонтальная часть каждой ступеньки равна периоду повторения импульсов автогенератора на транзисторе VT_1, а высота ступеньки определяется напряжением на вторичной обмотке трансформатора T_1. Как только напряжение на конденсаторе C_2 достигнет значения $U_{Э\ вкл\ 2}$ однопереходного транзистора VT_2, последний отпирается, включается тринистор VS_1 и к выводам нагрузки $R_н$ прикладывается напряжение источника питания. Если напряжение для питания генераторов взято с анода тринистора, то после открывания последнего оно становится $U_{oc}=1 \dots 2$ В и оба генератора выключаются.

Сумма сопротивлений резисторов R_1+R_2 должна удовлетворять условию (13). Период повторения импульсов генератора на транзисторе VT_1 не критичен, устанавливается опытным путем и должен быть значительно меньше необходимой выдержки времени, которая регулируется резистором R_1. Напряжение питания генераторов на однопереходных транзисторах стабилизировано стабилитроном VD_2.

Тринисторы в рассмотренных выключателях (рис. 28, 29) выбираются по требуемому току нагрузки (5) и напряжению питания (2).

Конденсаторы, используемые во времязадающих цепях (C_1, C_2 на рис. 28, 29), должны иметь незначительные токи утечки. При относительно небольших задержках (когда емкость не превышает десятые доли микрофарады) могут использоваться бумажные конденсаторы, а при задержках около минуты и более (емкость может составлять несколько десятков и даже сотен микрофарад) — оксидно-полупроводниковые или электролитические конденсаторы.

Выключатель (рис. 30) подает напряжение на нагрузку в течение определенного заранее установленного интервала времени, а затем автоматически отключает питание от нагрузки. Устройство построено без использования однопереходного транзистора и содержит два тринистора: основной VS_1 и вспомогательный VS_2, используемый для выключения основного. Необходимая времен-

на́я задержка обеспечивается RC-цепочкой.

Исходное состояние выключателя (прибор VS_1 закрыт, а VS_2 — открыт) устанавливается автоматически. После подачи напряжения питания $U_{пит}$ конденсатор C_2 через резисторы R_1—R_3 заряжается до напряжения пробоя стабилитрона VD_2, при этом открывается тринистор VS_2. Сопротивление резистора R_1 выбирается таким, чтобы прямой ток тринистора VS_2 был больше удерживающего тока, т. е. $I_{пр\,2}=U_1/R_1>I_{уд\,2}$. Открытый тринистор VS_2 шунтирует свою цепь управления, конденсатор C_2 разряжается через диод VD_3, резистор R_2 и анодную цепь тринистора VS_2 и остается разряженным. Коммутирующий конденсатор C_1 заряжается до напряжения источника питания $U_{пит}$ (полярность напряжения на конденсаторе обозначена на схеме без скобок). Тринистор VS_1 остается закрытым, и, следовательно, ток в нагрузке $R_н$ не протекает.

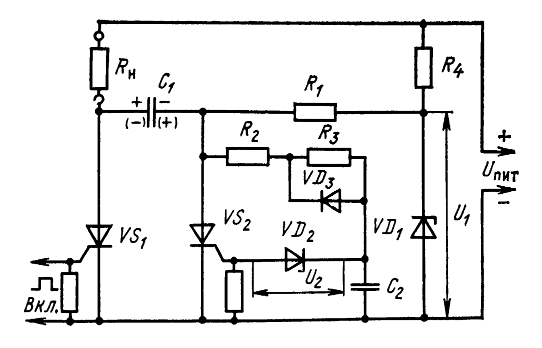


Рис. 30. Схема выключателя с временно́й задержкой на двух тринисторах

В таком исходном состоянии устройство находится, пока на управляющий электрод тринистора VS_1 не будет подан импульс «Вкл.» Этот импульс открывает тринистор VS_1, и напряжение источника питания прикладывается к нагрузке. Одновременно напряжением коммутирующего конденсатора C_1 выключается тринистор VS_2, а конденсатор C_1 через резистор R_1 перезаряжается (полярность напряжения перезаряженного конденсатора на схеме обозначена в круглых скобках).

С момента выключения тринистора VS_2 конденсатор C_2 вновь начинает заряжаться через резисторы R_1—R_3. Как только напряжение на нем достигнет значения пробивного напряжения стабилитрона VD_2, в цепи управления тринистора VS_2 появляется ток и прибор открывается. Тринистор VS_1 отрицательным напряжением перезаряженного коммутирующего конденсатора C_1 закрывается, и нагрузка отключается от источника питания. Устройство возвращается в исходное состояние, при котором тринистор VS_1 закрыт, а VS_2 открыт. С приходом следующего импульса «Вкл.» цикл повторяется.

Таким образом, время $t_з$, в течение которого напряжение питания подается на нагрузку, определяется продолжительностью заряда конденсатора C_2 до напряжения пробоя стабилитрона VD_2 и может регулироваться элементами R_3 и C_2. Это время (при условии $R_1+R_2 \gg R_3$) рассчитывается по формуле

$$t_з \approx R_3 C_2 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_2},$$

где U_1 — стабилизированное напряжение, от которого заряжается конденсатор C_2; U_2 — напряжение стабилизации стабилитрона VD_2.

Стабилитрон VD_2 выбирается из условий (11). Стабилитрон VD_1 стабилизирует напряжение питания времязадающей цепи. Емкость конденсатора C_1 определяется по формуле (18). Этот конденсатор должен быть с бумажным диэлектриком, поскольку полярность напряжения на нем изменяется.

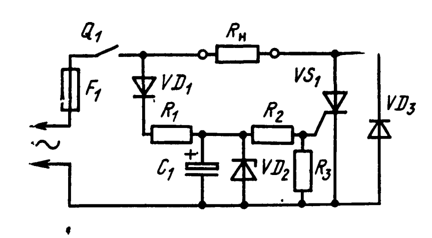


Рис. 31. Схема двухступенчатого выключателя переменного тока

Рассмотрим выключатели с выдержкой времени, работающие на переменном токе. Выключатель (рис. 31) позволяет подавать напряжение питания на нагрузку (например, лампы накаливания) автоматически двумя ступенями с выдержкой времени между ними. Схема этого устройства, по-существу, представляет собой одно плечо однофазного выключателя (рис. 25,*б*). Здесь управляющее напряжение для тринистора получается с помощью бестрансформаторного однополупериодного выпрямителя, собранного на диоде VD_1, резисторе R_1, конденсаторе C_1 и стабилитроне VD_2. После подачи напряжения питания (замыкания выключателя Q_1) через диод VD_3 и нагрузку $R_н$ ток проходит только в те периоды напряжения сети, когда положителен нижний (по схеме) провод источника питания. Пока тринистор VS_1 закрыт, к нагрузке подводится половинная мощность (выключатель работает на первой ступени). Одновременно после замыкания Q_1 начинает заряжаться конденсатор C_1 через диод VD_1 и резистор R_1. Когда напряжение на C_1 достигает значения, достаточного для включения тринистора VS_1, последний начинает открываться в начале каждого положительного полупериода напряжения на аноде, и через нагрузку ток будет протекать в течение обоих полупериодов напряжения сети (устройство работает на второй ступени). Интервал времени с момента замыкания контактов выключателя Q_1 до момента, когда на нагрузку подается полное напряжение питания, зависит от постоянной времени цепи R_1C_1 и значения напряжения питающей сети. При напряжении сети 220 В задержка, равная нескольким секундам, получается при $R_1=30...50$ кОм, $C_1=200...400$ мкФ.

Стабилитрон VD_2 фиксирует постоянный уровень напряжения на управляющем электроде тринистора. Тринистор VS_1 и диод VD_3 выбираются в зависимости от тока нагрузки и напряжения источника питания, как и для выключателя рис. 25,*б*.

Выключатель (на рис. 32 выделен штриховой линией) при нажатии кнопки подключает нагрузку на короткое фиксированное время к сети переменного тока, а затем автоматически отключает ее. Таким устройством можно, например, оснастить обычный сварочный аппарат, которым при этом можно будет производить и точечную сварку (рис. 32).

Выключатель с выдержкой времени работает следующим образом. Напряжение сети (127 или 220 В) через понижающий трансформатор T_1 с выходным напряжением 25...30 В поступает на выключатель (рис. 25,*а*), состоящий из диодного моста VD_1—VD_4 и тринистора VS_1, в анодную цепь которого включена катушка реле K_1. Тринистор и реле питаются выпрямленным и сглаженным конденсатором C_1 напряжением. Контакты реле $K_{1.1}$, включенные последовательно в цепь первичной обмотки сварочного трансформатора T_2, нормально замкнуты, а контакты $K_{1.2}$, шунтирующие конденсатор C_2 времязадающей цепочки *RC*, нормально разомкнуты. При разомкнутом выключателе Q_1 устройство отключено и никакого влияния на работу сварочного аппарата не оказывает. После подачи напряжения на выключатель (замыкании контактов Q_1) тринистор VS_1 остается закрытым, поскольку его выводы анод — катод шунти-

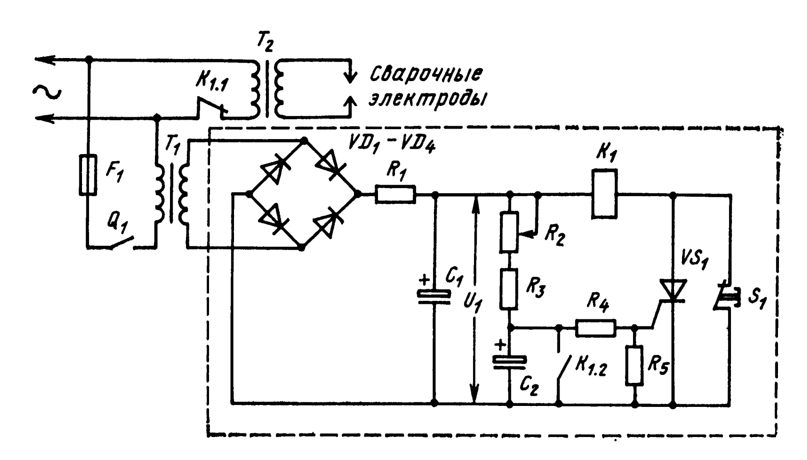


Рис. 32. Схема выключателя переменного тока с устанавливаемым временем подачи напряжения на нагрузку

руются нормально замкнутыми контактами кнопки S_1. Реле K_1 при этом сработает (ток катушки проходит от источника через замкнутые контакты кнопки S_1), его контакты $K_{1.1}$ разомкнутся, а $K_{1.2}$ — замкнутся и конденсатор C_2 разрядится.

Теперь сварочный аппарат переходит в режим точечной сварки и управляется только кнопкой S_1. Для подачи напряжения на сварочные электроды следует нажать кнопку S_1, при этом ее контакты размыкаются, ток через катушку реле прерывается, в результате чего контактные группы принимают исходное состояние: $K_{1.1}$ замыкается, а $K_{1.2}$ размыкается. Напряжение сети подается на первичную обмотку трансформатора T_2, и происходит процесс сварки. Поскольку контакты $K_{1.2}$ разомкнуты, конденсатор C_2 заряжается выпрямленным напряжением через резисторы R_2, R_3. Когда напряжение на конденсаторе достигнет значения напряжения отпирания тринистора VS_1, последний откроется и включит реле K_1, контакты $K_{1.1}$ вновь разомкнутся, а контакты $K_{1.2}$ — замкнутся и конденсатор C_2 разрядится. Напряжение с первичной обмотки трансформатора T_2 снимается, и процесс сварки прекращается. Тринистор VS_1 остается открытым, пока нажата кнопка S_1, при ее отпускании тринистор закрывается и устройство возвращается в исходное состояние. Для повторной сварки следует вновь нажать кнопку S_1.

Длительность сварочного импульса $t_{св}$ зависит только от постоянной времени $(R_2+R_3)C_2$, значения выпрямленного напряжения U_1 и напряжения $U_{у.от}$ тринистора и может быть вычислена по формуле

$$t_{св} \approx (R_2 + R_3)\, C_2 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_{у.от}}.$$

Требуемое значение $t_{св}$ (обычно около 1 с) устанавливается переменным резистором R_2. Отметим, что время $t_{св}$ не зависит от того, как долго была нажата кнопка S_1. Допустимый прямой ток тринистора должен быть больше тока срабатывания реле (контактора), которое выбирается так, чтобы его контакты $K_{1.1}$ могли пропускать ток первичной обмотки сварочного трансформатора T_2.

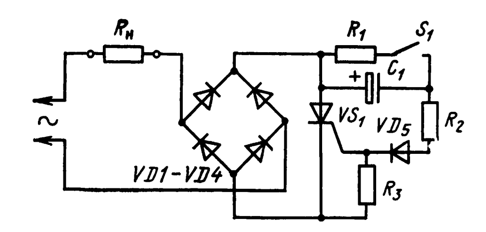


Рис. 33. Схема выключателя переменного тока с задержкой момента отключения

На рис. 33 изображена несколько видоизмененная схема выключателя с тринистором и диодным мостом (рис. 25,*а*): дополнительно введены диод VD_5 и конденсатор C_1. Такое устройство кроме своей основной функции — включать и отключать нагрузку в цепи переменного тока позволяет на некоторое время задерживать отключение нагрузки (например, осветительных ламп) от источника питания после размыкания выключателя S_1. Суммарное сопротивление резисторов R_1+R_2 должно удовлетворять требованию (12), и поэтому при замыкании контактов S_1 выключатель работает аналогично рассмотренному выше устройству (рис. 25,*а*), а конденсатор C_1 остается разряженным. После размыкания контактов выключателя S_1 начинает заряжаться конденсатор C_1 от положительного пульсирующего напряжения, имеющегося на аноде тринистора VS_1. Ток заряда конденсатора C_1 проходит по цепи: резистор R_2, диод VD_5, управляющий электрод — катод тринистора. Таким образом, тринистор VS_1 остается открытым и после размыкания выключателя S_1, а нагрузка $R_н$ — подключенной к источнику питания. По мере заряда конденсатора ток управляющего электрода уменьшается, и, когда он снизится до значения неотпирающего тока управления $I_{у.нот}$, тринистор закроется, а нагрузка обесточится. Задержка времени отключения нагрузки зависит от постоянной времени R_2C_1, напряжения питающей сети и значения тока $I_{у.нот}$ и может составлять несколько десятков секунд. При очередном замыкании контактов S_1 конденсатор C_1 разрядится через резистор R_1; тринистор VS_1 вновь откроется и на нагрузку будет подано напряжение питания.

16. Защитные устройства

Высокое быстродействие тринисторов и их способность выдерживать значительные кратковременные перегрузки по току позволяют создавать на основе этих приборов весьма эффективные электронные устройства защиты и блокировки для автоматического отключения нагрузки от источника питания.

Простое защитное устройство (рис. 34) выполняет функции плавкого предохранителя и включается между источником постоянного напряжения и нагрузкой. В устройстве используются тринистор VS_1 и реле K_1. Контакты $K_{1.1}$ реле, которые должны быть рассчитаны на полный ток нагрузки, нормально разомкнуты, и в исходном состоянии напряжение на нагрузку не подается. Чтобы подключить питание к нагрузке, необходимо кратковременно нажать кнопку S_1. При этом сработает реле K_1 и его контакты $K_{1.1}$, служащие одновременно и для самоблокировки реле, замкнутся. В цепь питания нагрузки последовательно включен безындукционный резистор R_2. Падение напряжения на этом резисторе, пропорциональное току нагрузки, подается на управляющий электрод тринистора VS_1. Сопротивление резистора R_2 выбирается таким, чтобы при максимальном токе нагрузки $I_{н\,max}$ падение напряжения на R_2 не превышало неотпирающего напряжения управления тринистора, т. е. $I_{н\,max}R_2 \leqslant U_{у.нот}$. Таким

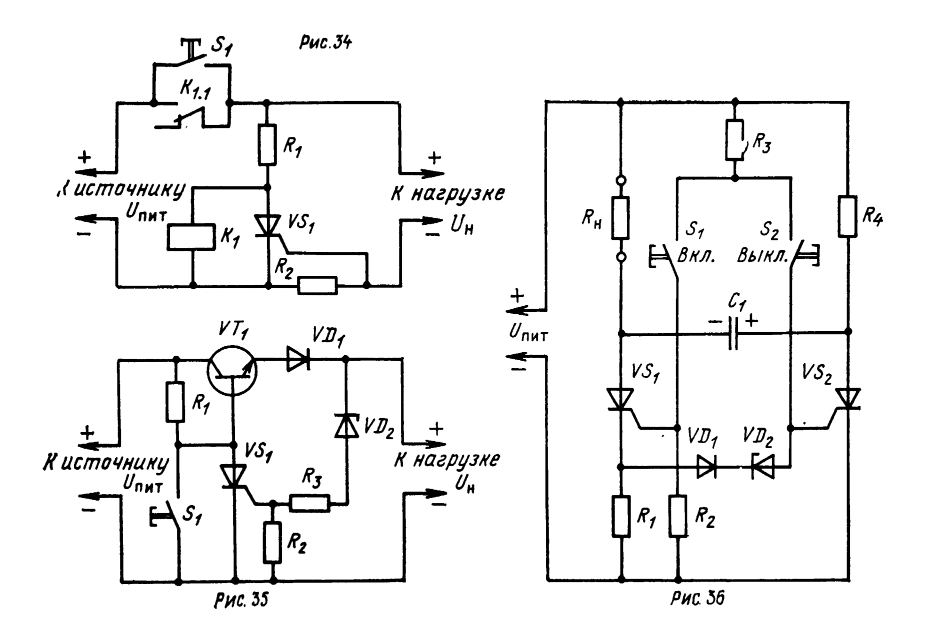


Рис. 34. Схема защитного устройства от перегрузок по току с использованием тринистора и реле

Рис. 35. Схема защитного устройства от перенапряжений

Рис. 36. Схема тринисторного электронного предохранителя

образом, при токах нагрузки от $I_{\text{н min}}$ до $I_{\text{н max}}$ тринистор VS_1 остается закрытым.

В случае короткого замыкания или другой какой-либо неисправности в цепи нагрузки, когда ток $I'_{\text{н}}$ возрастет настолько, что падение напряжения на R_2 станет $I'_{\text{н}}R_2 > U_{\text{у.нот}}$, тринистор откроется. Напряжение на катушке реле снизится до значения $U_{\text{ос}} \leqslant 2$ В, и реле выключится. Контакты реле $K_{1.1}$ разомкнутся, нагрузка и тринистор отключатся от источника питания. После устранения неисправности повторное включение нагрузки осуществляется нажатием кнопки S_1.

Порог срабатывания устройства можно регулировать резистором R_2. Тип реле и сопротивление резистора R_1 выбираются в зависимости от напряжения источника питания и номинального тока катушки реле. Кроме того, сопротивление резистора R_1 должно удовлетворять условию $U_{\text{пит}}/R_1 \leqslant I_{\text{ос}}$, где $I_{\text{ос}}$ — наибольший прямой постоянный ток тринистора VS_1.

Устройство, схема которого показана на рис 35, может быть использовано в относительно низковольтных цепях для защиты нагрузки от перенапряжений. Защитное устройство включается между нагрузкой и источником постоянного напряжения. При номинальном значении напряжения на нагрузке $U_{\text{н}}$, которое должно быть меньше напряжения стабилизации $U_{\text{ст 2}}$ стабилитрона VD_2, т. е. $U_{\text{н}} < U_{\text{ст 2}}$, тринистор VS_1, закрыт, а транзистор VT_1 открыт и находится в режиме насыщения (необходимый ток базы устанавливается резистором R_1). При возрастании напряжения на нагрузке до значения $U'_{\text{н}}$, вызывающего про-

бой стабилитрона ($U'_н \geqslant U_{ст\,2}$), тринистор открывается, напряжение на базе транзистора VT_1 резко уменьшается, транзистор закрывается и, таким образом, цепь нагрузки отключается от источника питания. После устранения неисправности для повторного включения нагрузки необходимо закрыть тринистор, т. е. кратковременно нажать кнопку S_1. Чтобы тринистор VS_1 оставался в открытом состоянии после срабатывания устройства, его прямой ток, определяемый сопротивлением резистора R_1, должен быть $I_{пр}=U_{пит}/R_1>I_{уд}$. Ток стабилитрона VD_2 и сопротивление резистора R_3 должны обеспечивать выполнение условий (11).

На рис. 36 приведена схема выключателя на тринисторах, который с помощью кнопок включает и отключает питание нагрузки и, кроме того, защищает цепь нагрузки от чрезмерного возрастания в ней тока. Основу защитного устройства составляет двухтринисторный выключатель с коммутирующим конденсатором, работа которого была рассмотрена выше. Оба тринистора управляются кнопками, а кроме того, на управляющий электрод тринистора VS_2 поступает сигнал аварийного отключения, формируемый в самом устройстве (в катодной цепи тринистора VS_1).

После подачи напряжения питания $U_{пит}$ оба тринистора остаются закрытыми, а нагрузка $R_н$, включенная в анодную цепь тринистора VS_1, остается обесточенной. Нагрузка подключается к источнику питания при открывании тринистора VS_1, что осуществляется кратковременным нажатием кнопки S_1. При открытом тринисторе VS_1 коммутирующий конденсатор C_1 заряжается примерно до напряжения источника питания (полярность напряжения на конденсаторе обозначена на схеме). В катодную цепь тринистора VS_1 включен безындукционный резистор R_1, через который проходит весь ток нагрузки. Сопротивление резистора R_1 выбирается таким, чтобы при максимальном токе нагрузки $I_{н\,max}$ падение напряжения на нем было меньше напряжения пробоя стабилитрона VD_2, т. е. $I_{н\,max}R_1<U_{ст\,2}$. Если теперь в цепи нагрузки по каким-либо причинам недопустимо увеличится ток до некоторого значения $I'_н$ (например, произойдет короткое замыкание), то напряжение на R_1 скачкообразно возрастет. Как только оно станет равным $I'_нR_1 \geqslant U_{ст\,2}$, произойдет пробой стабилитрона VD_2 и тринистор VS_2 откроется. Одновременно напряжением коммутирующего конденсатора C_1 закроется тринистор VS_1 и нагрузка отключится от источника питания. Сопротивление резистора R_4 выбирается из условия (20), и поэтому после разряда конденсатора C_1 тринистор VS_2 также закроется. Повторное включение нагрузки осуществляется кнопкой S_1. (При некотором усложнении схемы можно создать устройство, которое автоматически повторно включает нагрузку после срабатывания защиты [5]).

Диод VD_1 предотвращает попадание отрицательного всплеска напряжения на управляющий электрод тринистора VS_2 в момент выключения тринистора VS_1. Кнопка S_2 служит для отключения нагрузки от источника питания.

Следует отметить, что для правильной работы защитного устройства тринистор VS_1 до момента аварийного отключения должен быть открытым такое время, чтобы коммутирующий конденсатор C_1 успел зарядиться до напряжения, обеспечивающего выключение этого тринистора. Если это требование не выполняется, то выключить тринистор VS_1 будет невозможно и устройство защитные функции выполнять не будет.

Прямое напряжение тринисторов VS_1 и VS_2 должно соответствовать условию (2), а постоянный ток прибора VS_1 должен соответствовать условию (5),

прибор VS_1 должен допускать кратковременный ток $I_{ос.п} \geqslant I'_н$. Обратное напряжение тринистора VS_1 должно быть $U_{обр} \geqslant U_{пит}$, а для прибора VS_2 может не нормироваться. Сопротивление ограничивающего резистора R_3 вычисляется по формуле (8), а емкость коммутирующего конденсатора C_1 — по формуле (18). Порог срабатывания защитного устройства устанавливается выбором соответствующего типа стабилитрона VD_2 и сопротивления резистора R_1.

Время срабатывания такого электронного предохранителя, как и предыдущих защитных устройств, не превышает несколько десятков микросекунд, что более чем в 1000 раз меньше времени срабатывания обычного плавного предохранителя. Кроме того, элементы рассмотренных защитных устройств в противоположность плавким предохранителям не требуют замены после аварийного отключения.

Кроме защиты цепей от перенапряжений и токовых перегрузок, на основе тринисторов можно создавать различные защитные устройства иного назначения. Рассмотрим несколько таких схем.

Как известно, аккумуляторы в процессе эксплуатации не должны разряжаться ниже некоторого напряжения. Защитное устройство с тринисторами (рис. 37) автоматически отключает нагрузку при уменьшении напряжения батарей аккумулятора GB_1 до некоторого допустимого уровня.

В исходном состоянии тринисторы VS_1 и VS_2 закрыты и нагрузка $R_н$ отключена от батареи (контакты кнопки S_1 нормально замкнуты, а S_2 — разомкнуты). Нагрузка подключается к батарее GB_1 при кратковременном нажатии кнопки S_2, которая открывает тринистор VS_1, и коммутирующий конденсатор C_1 заряжается до напряжения, действующего на нагрузке. Конденсатор C_2 заряжается до напряжения, значение которого устанавливается переменным резистором R_6. Это напряжение стабилизируется стабилитроном VD_1 и является напряжением на эмиттере однопереходного транзистора VT_1.

В процессе работы напряжение батарей аккумулятора GB_1 падает. Соответственно уменьшается и напряжение $U_{Б1Б2}$ между базами однопереходного

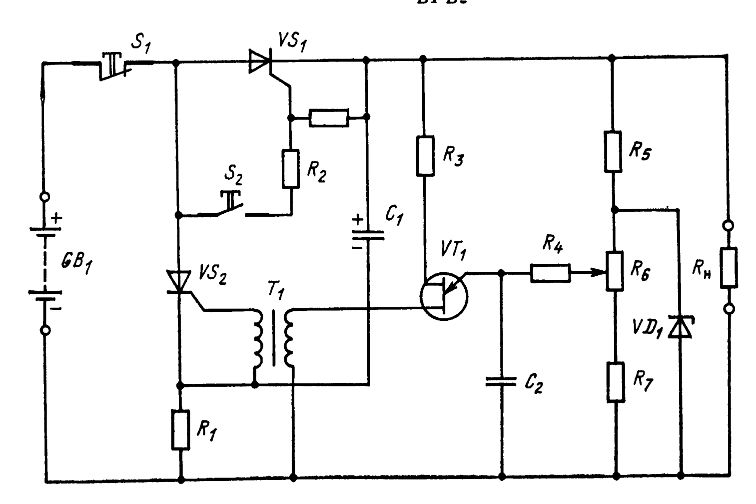


Рис. 37. Схема автоматического защитного устройства для аккумуляторных батарей

транзистора VT_1, в то же время напряжение на его эмиттере остается неизменным. При некотором минимально допустимом напряжении батареи (которое определяется заранее установленным напряжением на конденсаторе C_2) открывается однопереходный транзистор и конденсатор C_2 разряжается через переход эмиттер — база *1* и первичную обмотку трансформатора T_1. Тринистор VS_2 открывается, коммутирующий конденсатор C_1 подключается параллельно тринистору VS_1 и закрывает его, что приводит к отключению нагрузки от батареи. Сопротивление резистора R_1 выбирается таким, чтобы обеспечивалось условие (6), поэтому после выключения прибора VS_1 тринистор VS_2 также закрывается. Кнопка S_1 позволяет вручную отключить нагрузку от аккумулятора.

Тринистор VS_1 по току выбирается согласно требованиям (5) и должен иметь допустимое обратное напряжение не менее чем напряжение батареи аккумуляторов. Емкость конденсатора C_1 рассчитывается по формуле (18), а сопротивление резистора R_2 — по формуле (8).

Устройство, схема которого изображена на рис. 38, предназначено для защиты двигателя постоянного тока от перегрузок. Защитное устройство отключает двигатель в случае возрастания потребляемого им тока при повышении напряжения сети или недопустимого увеличения нагрузки на вал двигателя.

Двигатель M_1 и защитное устройство питаются от выпрямителя, собранного по мостовой схеме (диоды VD_1—VD_4). Соединенные последовательно двигатель M_1, тринистор VS_1 и резистор R_1 с сопротивлением несколько ом включены непосредственно в диагональ моста и питаются пульсирующим током. Маломощный тринистор VS_2 предназначен для выключения тринистора VS_1 Анодная цепь тринистора VS_2 и цепь управления тринистора VS_1 подключены к выходу Г-образного фильтра (R_3, C_2).

После замыкания выключателя Q_1 на управляющий электрод тринистора VS_1 через резисторы R_4, R_5 и диод VD_5 подается положительное напряжение, тринистор VS_1 открывается и включает двигатель. Ток, потребляемый двигателем, протекает через резистор R_1, и, следовательно, падение напряжения на R_1 пропорционально этому току. Стабилитрон VD_6 выбирается таким, чтобы

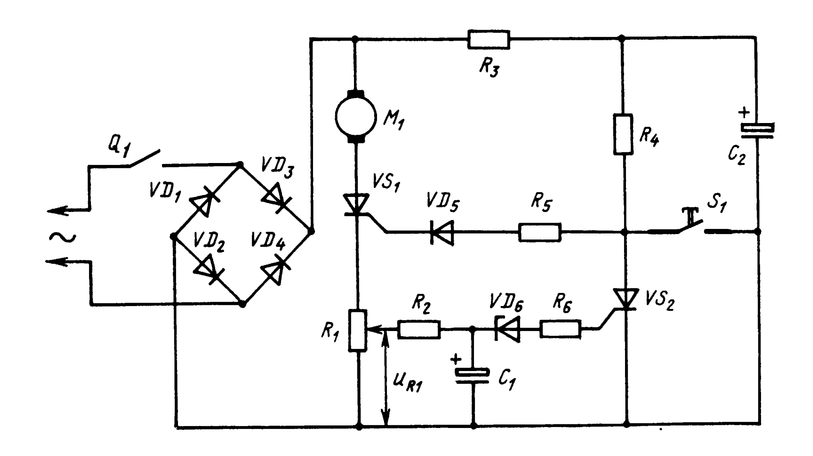


Рис. 38. Схема защиты двигателя от перегрузок

при номинальном токе двигателя напряжение u_{R1}, снимаемое с резистора R_1, было меньше напряжения стабилизации $u_{R1}<U_{ст6}$, и тринистор VS_2 остается закрытым. Если по каким-либо причинам ток двигателя возрастет настолько, что подаваемое на стабилитрон напряжение u'_{R1} окажется больше напряжения стабилизации: $u'_{R1}>U_{ст6}$, то тринистор VS_2 откроется и закоротит цепь управления тринистора VS_1, который в конце очередного полупериода анодного напряжения закроется. Цепь питания двигателя разрывается, и он отключается. Сопротивление резистора R_4 выбирается из условия (3), так что тринистор VS_2 остается в проводящем состоянии.

Для повторного включения двигателя следует нажать кнопку S_1, контакты которой замыкают накоротко выводы анод — катод тринистора VS_2, и он закрывается, а тринистор VS_1 вновь открывается, восстанавливая цепь питания двигателя. Порог срабатывания устройства может регулироваться переменным резистором R_1. Резистор R_2 и конденсатор C_1 образуют интегрирующую цепочку, которая препятствует срабатыванию защиты при пуске двигателя, когда в его цепи проходит большой пусковой ток. Постоянная времени этой цепи должна быть около 0,5 ... 0,8 с, что имеет место при $R_2=15 ... 20$ кОм, $C_1=$ $=25 ... 50$ мкФ.

Стабилитрон VD_6 выбирается согласно условиям (11). Тринистор по току и напряжению подбирается соответственно мощности двигателя. Тринистор VS_2 маломощный. Оба тринистора могут быть без нормированного обратного напряжения, но должны иметь напряжение в закрытом состоянии не менее амплитудного значения напряжения сети питания.

Тринисторное защитное устройство в выпрямителе, предназначенном для зарядки аккумуляторных батарей (рис. 39), автоматически отключает аккумулятор, когда последний полностью зарядится. Это защитное устройство работает аналогично предыдущему. Двухполупериодный зарядный выпрямитель выполнен на понижающем трансформаторе T_1 и диодах VD_1 и VD_2. На выходе выпрямителя включены последовательно тринистор VS_1, амперметр PA_1 и заряжаемый аккумулятор GB_1. Током тринистора VS_1, который открыт в течение всего периода переменного напряжения, заряжается аккумулятор.

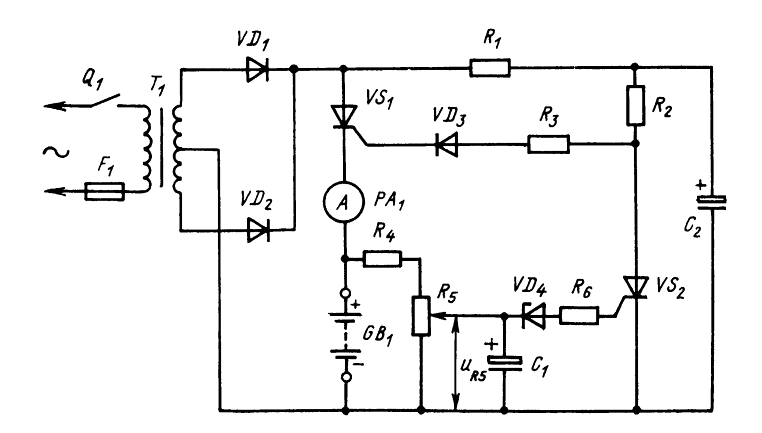


Рис. 39. Схема зарядного выпрямителя с тринисторной защитой

Управляющее напряжение на тринистор VS_2 снимается с делителя напряжения R_4, R_5, подключенного параллельно аккумулятору. Его уровень u_{R5} устанавливается переменным резистором R_5 в зависимости от типа используемого стабилитрона VD_4 таким, чтобы стабилитрон включался, когда аккумулятор полностью зарядится. При пробое стабилитрона открывается тринистор VS_2, а тринистор VS_1 закрывается и зарядка аккумулятора прекращается. Для этого сопротивление резистора R_2 должно обеспечивать выполнение условия (3). Напряжение пробоя стабилитрона VD_4 должно быть меньше номинального напряжения аккумулятора и отвечать требованию (11).

Тепловой защитный выключатель (рис. 40) может использоваться в установках, содержащих нагревательные элементы (термостаты, печи и т. д.), в которых всегда существует аварийная опасность перегрева. В защитном устройстве используется выключатель переменного тока (рис. 25,*а*).

Нагревательный элемент EK_1 включен в сеть переменного тока последовательно с выпрямительным мостом VD_2—VD_5. Тринистор VS_2 выключателя управляется маломощным вспомогательным тринистором VS_1. Диод VD_1 и конденсатор C_1 образуют однополупериодный выпрямитель, служащий для питания анодной цепи тринистора VS_1 и цепи управления тринистора VS_2.

В исходном (выключенном) состоянии устройства контакты кнопки S_1 разомкнуты, а контакты электротеплового реле KK_1 замкнуты. Тринисторы VS_1 и VS_2 закрыты, и ток через нагревательный элемент не проходит. Для включения нагревателя необходимо кратковременно нажать кнопку S_1; при этом через цепи управляющих электродов обоих тринисторов пойдет ток и приборы откроются. Сопротивление резистора R_1 выбирается из условия (3); поэтому после размыкания контактов кнопки S_1 тринистор VS_1 останется в открытом состоянии. Постоянный анодный ток тринистора VS_1 проходит через цепь управляющего электрода прибора VS_2, который, таким образом, поддерживается в открытом состоянии в течение каждого положительного полупериода напряжения на его аноде. Когда тринистор VS_2 открыт, то к подогревательному элементу прикладывается практически все напряжение сети и через него протекает номинальный ток.

Предположим теперь, что вследствие какой-либо неисправности в системе терморегулирования (на схеме не показана) температура подогревательного элемента достигла критического значения, на которое было отрегулировано

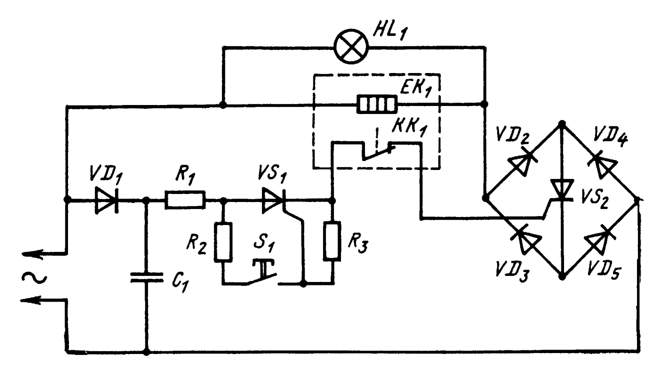


Рис. 40. Схема теплового защитного выключателя

реле KK_1. Контакты этого реле разомкнутся и разорвут анодную цепь тринистора VS_1 и цепь управления тринистора VS_2. Анодный ток тринистора VS_1 (а следовательно, и управляющий ток прибора VS_2) станет равным нулю, и тринистор VS_2 в конце очередного положительного полупериода анодного напряжения выключится. Ток через подогревательный элемент прекратится. Через некоторое время по мере остывания подогревателя контакты реле KK_1 вновь замкнутся, однако оба тринистора останутся закрытыми и ток в нагрузке проходить не будет. Для повторного включения нагревателя необходимо вновь нажать кнопку S_1. Лампа HL_1 горит при нормальной работе подогревателя и гаснет при срабатывании теплового выключателя, сигнализируя о неисправности в системе терморегулирования.

Тринистор VS_2 и диоды моста VD_2—VD_5 должны быть рассчитаны на пропускание максимального тока используемого подогревательного элемента (см. выбор элементов выключателя рис. 25,*а*). Тринистор VS_1 маломощный, его прямой ток может не превышать значение $I_{у.от}$ тринистора VS_2, в то же время допустимое прямое напряжение прибора VS_1 должно быть, как и у тринистора VS_2, т. е. не менее амплитудного значения напряжения питающей сети. Суммарное сопротивление резисторов R_1 и R_2 должно удовлетворять требоваиню (8). Кроме того, резистор R_1 ограничивает анодный ток тринистора VS_1 (а следовательно, и ток управления тринистора VS_2) до безопасного для приборов значения. Напряжение на конденсаторе C_1 примерно равно амплитудному значению напряжения сети.

17. Устройства сигнализации и контроля

Тринисторы находят широкое применение в разнообразных сигнальных и контрольных устройствах. В зависимости от используемых датчиков устройства могут срабатывать от электрических сигналов, механических воздействий, а также от действия света, звука, температуры, давления и т. д.

Сигнальное устройство, схема которого приведена на рис. 41, служит для контроля напряжения аккумулятора (батареи). Индикаторная лампа загорается, когда контролируемое напряжение снижается до некоторого уровня, при котором необходима замена или зарядка аккумулятора.

Контролируемое напряжение подается на тринистор VS_1, в анодную цепь которого включена индикаторная лампа HL_1. Тринистор управляется релаксационным генератором на однопереходном транзисторе VT_1 (см. § 8). Напряжение на эмиттере однопереходного транзистора стабилизировано стабилитроном VD_1, а междубазовое напряжение может регулироваться потенциометром R_4 и устанавливается таким, чтобы при номинальном напряжении аккумулятора однопереходный транзистор оставался закрытым, т. е. переход эмиттер — база *1* транзистора был включен в обратном направлении. При этом тринистор VS_1 также будет закрыт.

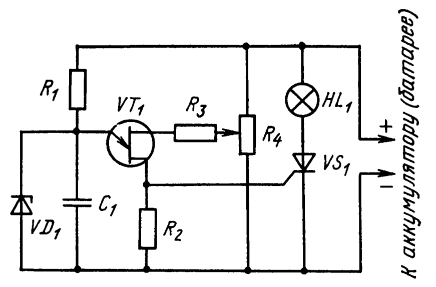
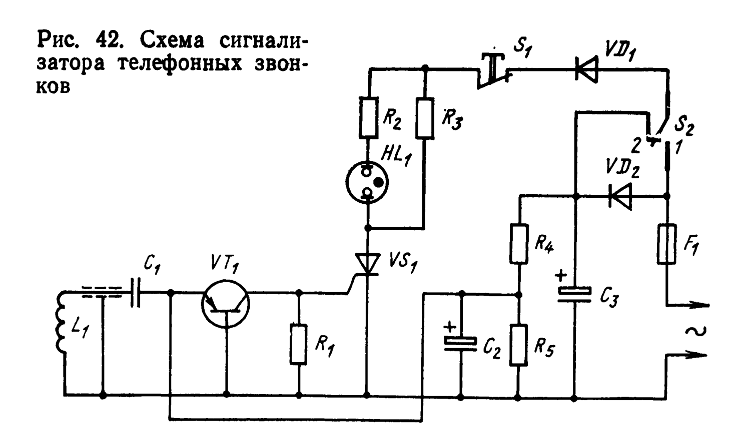


Рис. 41. Схема устройства для контроля напряжения аккумулятора (батареи)

Рис. 42. Схема сигнализатора телефонных звонков



По мере разряда аккумулятора его напряжение уменьшается, снижается также и междубазовое напряжение однопереходного транзистора, в то же время стабилизированное напряжение на его эмиттере (напряжение на конденсаторе C_1) сохраняется постоянным. Наконец, при некотором напряжении аккумулятора междубазовое напряжение уменьшается настолько, что переход эмиттер — база *1* однопереходного транзистора оказывается включенным в прямом направлении; при этом транзистор открывается и включает тринистор, соответственно загорается индикаторная лампа. Пороговый уровень напряжения, при котором срабатывает сигнальное устройство, устанавливается потенциометром R_4.

Сигнальное устройство не должно заметно нагружать аккумулятор (батарею); поэтому в нем следует использовать тринистор, имеющий малый ток в закрытом состоянии (типа КУ101), и слаботочный стабилитрон (например, типов Д808, Д814А), а сопротивление резистора R_4 должно быть несколько десятков килоом.

Устройство, схема которого приведена на рис. 42, выполняет функции телефонного сигнализатора и подает световой сигнал при каждом телефонном звонке. Индикаторная лампа HL_1 загорается от первого звонка и в зависимости от выбранного режима работы горит либо только в течение действия звонка, либо загорается и остается включенной после вызова, тем самым давая знать абоненту, что кто-то звонил, когда никого не было дома.

Особенность сигнализатора состоит в том, что он не имеет непосредственной связи с телефонной линией и управляется электромагнитным полем, возникающим при работе телефонного звонка. Когда включается телефонный звонок, в катушке связи L_1, расположенной непосредственно у звонка, индуцируется переменный ток. Этот сигнал усиливается транзистором VT_1, включенным по схеме с общей базой, нагрузкой которого является цепь управляющего электрода тринистора VS_1. Если при воздействии сигнала амплитуда коллекторного тока транзистора превысит значение отпирающего тока управления тринистора VS_1, то последний открывается и загорается индикаторная неоновая лампа HL_1, которая включена в его анодную цепь. Следует заметить, что ток покоя транзистора VT_1 должен быть меньше неотпирающего тока управления тринистора VS_1.

На анод тринистора в зависимости от положения переключателя S_2 подается или положительная полуволна напряжения сети, или постоянное напряжение. Когда переключатель S_2 находится в положении *1*, анодная цепь тринистора через диод VD_1 подключается непосредственно к сети переменного тока. При этом тринистор, а следовательно, и лампа HL_1 выключаются, как только исчезнет сигнал на управляющем электроде, т. е. перестанет звонить телефон. Переключатель S_2 в положении *2* подключает тринистор к источнику постоянного напряжения. Сопротивление резистора R_2 выбирается таким, чтобы ток горения лампы HL_1 был больше удерживающего тока тринистора. Если такой ток для лампы недопустим, то следует подключить шунтирующий резистор R_3. Таким образом, тринистор и лампа останутся включенными после исчезновения сигнала на управляющем электроде (т. е. после окончания звонка) до тех пор, пока не будет нажата кнопка S_1.

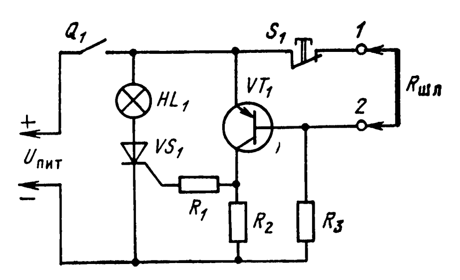


Рис. 43. Схема сигнального охранного устройства

Диод VD_2 и конденсатор C_3 образуют однополупериодный выпрямитель. С делителя R_4R_5, включенного на выходе выпрямителя, снимается напряжение для питания транзистора VT_1. Диод VD_1 устраняет возможность подачи отрицательного напряжения на анод тринистора, когда на управляющем электроде действует положительный отпирающий сигнал (во время телефонного звонка).

Рассмотрим несколько схем сигнальных устройств, выполняющих сторожевые функции.

Простое сигнальное устройство (рис. 43) может быть использовано для охраны участков территории, зданий, квартиры и других объектов. Охранный шлейф, представляющий собой тонкий медный провод (диаметром 0,3 ... 0,5 мм), незаметно прокладывается вокруг охраняемого участка, здания или другого объекта, а в квартире — в тех местах (у закрытых окон, дверей и т. д.), где он будет оборван в случае проникновения постороннего лица внутрь помещения. К сигнальному устройству шлейф $R_{шл}$ подключается к точкам *1* и *2*. Напряжение питания на устройство подается после замыкаиия выключателя Q_1. При поданном напряжении питания, если шлейф цел, выводы эмиттер — база транзистора VT_1 замкнуты накоротко проводом шлейфа $R_{шл}$ и транзистор закрыт. Тринистор VS_1 также закрыт, а сигнальная лампа HL_1 погашена. В момент обрыва провода шлейфа транзистор VT_1 открывается. Его коллекторный ток протекает через цепь управления тринистора VS_1 и открывает его. Лампа HL_1 загорается, сигнализируя о нарушении целостности охранного шлейфа.

Кнопка S_1 имитирует обрыв шлейфа и используется для проверки его целостности. Резистор R_1 ограничивает коллекторный ток транзистора до значения отпирающего тока управления тринистора VS_1, его сопротивление рассчитывается по формуле (8). Ток покоя транзистора VT_1 должен быть меньше неотпирающего тока управления тринистора, а коллекторный ток в режиме насыщения превышать значение отпирающего тока управления. Вместо индикаторной лампы можно использовать прибор звуковой сигнализации или маломощ-

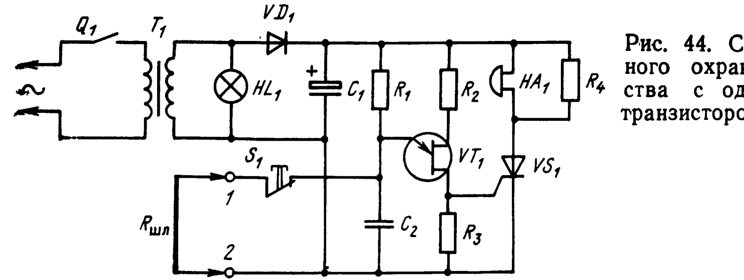


Рис. 44. Схема сигнального охранного устройства с однопереходным транзистором

ное реле, которое, в свою очередь, включит прибор звуковой (световой) сигнализации.

Второе сигнальное охранное устройство (рис. 44) построено с использованием однопереходного транзистора. Это устройство, как и предыдущее, срабатывает при нарушении целостности охранного шлейфа $R_{шл}$ (защитной цепи), который подсоединяется к точкам *1* и *2*. Тринистор VS_1 отпирается импульсами, вырабатываемыми релаксационным генератором на однопереходном транзисторе (см. § 8). Защитная цепь, пока она цела, накоротко замыкает обкладки конденсатора C_2, и напряжение на эмиттере однопереходного транзистора VT_1 равно нулю — транзистор VT_1 и тринистор VS_1 закрыты. В случае разрыва защитной цепи напряжение на C_2 возрастает, транзистор VT_1 отпирается, при этом положительным импульсом, снимаемым с резистора R_3, открывается тринистор VS_1, который включает звуковой HA_1 (или световой) сигнал тревоги. Анодный ток тринистора VS_1 должен быть больше удерживающего тока (при необходимости устанавливается резистор R_4), и поэтому выключить сигнал можно только при размыкании выключателя Q_1 в цепи питания. Ток, потребляемый устройством в дежурном режиме, определяется сопротивлением резистора R_1 и токами тринистора и однопереходного транзистора в закрытом состоянии.

Очевидно, что напряжение питания в таком сигнализаторе, как и в предыдущем, может быть включено только при полностью замкнутой защитной цепи.

Сигнальное устройство (рис. 45) выполняет функции электронного «квартирного сторожа». Датчики, которыми могут служить концевые выключатели

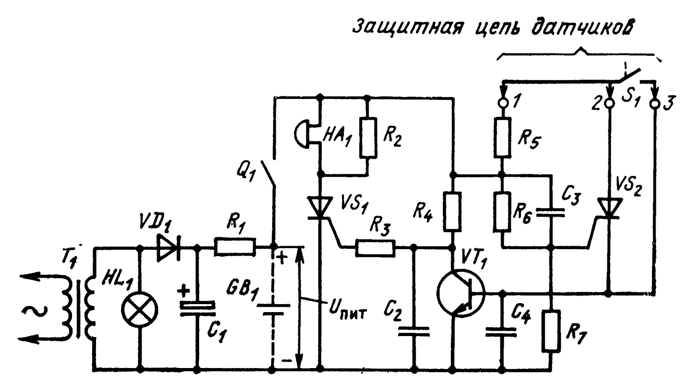


Рис. 45. Схема сигнального устройства «квартирный сторож»

(малогабаритные кнопки КМ1-I или микропереключатели типа МП), тонкие медные проводники или полоски фольги, устанавливаются на оконных рамах и наружной двери квартиры. Полоски фольги (или тонкую медную проволоку) приклеивают на оконные стекла и подсоединяют к клеммам концевых выключателей, устанавливаемых на оконных рамах. Все датчики соединяются последовательно, образуя защитную цепь (охранный шлейф). При закрытых окнах и двери электрическая цепь, образованная датчиками, должна быть замкнута. Обрыв защитной цепи включает сигнал тревоги. Цепь датчиков кроме концевого выключателя S_1, устанавливаемого на наружной двери, подключается к точкам *1* и *2* устройства, а выключатель S_1 — к точкам *2* и *3*.

Напряжение питания на сигнализатор включается при замыкании контактов Q_1. Если вся защитная цепь (вместе с выключателем S_1) замкнута, то после подачи питания откроется транзистор VT_1. Ток, проходящий по цепи: плюсовой зажим источника, замкнутые контакты выключателя Q_1, резистор R_5, защитная цепь, база — эмиттер транзистора VT_1, минусовой зажим источника, поддерживает транзистор VT_1 в насыщенном состоянии. Необходимый ток базы транзистора устанавливается подбором сопротивления резистора R_5. Коллекторное напряжение насыщенного транзистора близко к нулю, и тринистор VS_1 остается закрытым.

Любое нарушение целостности электрической цепи защитного контура (например, вследствие открывания наружной двери или оконных рам, обрыва полосок фольги на оконных стеклах, если они разбиты и пр.) разрывает цепь питания базы транзистора VT_1. Транзистор переходит в режим отсечки, напряжение на его коллекторе, а значит, и на конденсаторе C_2 возрастает, и, когда это напряжение становится достаточным для отпирания тринистора VS_1, последний открывается, включая сигнал тревоги (звонок, сирену HA_1). Анодный ток тринистора VS_1 должен быть больше удерживающего тока (при необходимости в анодную цепь включается шунтирующий резистор R_2), и, таким образом, звуковой сигнал подается до тех пор, пока не будет отключен источник питания.

Тринистор VS_2 играет вспомогательную роль и делает устройство более удобным для использования. Без этого тринистора невозможно было бы выйти из квартиры при включенном сигнальном устройстве, не вызвав его срабатывания. Действительно, перед тем как покинуть квартиру, ее владелец включает сигнализатор. Затем, чтобы выйти из квартиры, должна быть открыта входная дверь. Однако при этом разомкнется концевой выключатель S_1 двери и включится звуковой сигнал. Некоторое усложнение схемы устраняет этот недостаток. Параллельно выключателю S_1 подсоединен тринистор VS_2. Если выключатель S_1 разомкнут (выходная дверь открыта), то при замыкании выключателя Q_1 импульсом тока, заряжающего конденсатор C_3, тринистор VS_2 открывается. Сопротивление резистора R_5, определяющее значение анодного тока тринистора VS_2, должно быть таким, чтобы выполнялось условие (3), т. е. после открывания тринистор VS_2 должен оставаться в проводящем состоянии и поддерживать транзистор VT_1 в режиме насыщения. После окончания заряда конденсатора C_3 ток управляющего электрода тринистора VS_2, определяемый напряжением источника питания и сопротивлением резистора R_6, должен быть меньше значения неотпирающего тока управления, т. е. $U_{пит}/R_6 < I_{у.нот}$. При закрывании наружной двери тринистор VS_2 шунтируется контактами концевого выключателя S_1 и закрывается, однако при этом транзистор VT_1 по-прежнему

остается в насыщенном состоянии. Таким образом, при открытой входной двери квартиры можно включить напряжение питания устройства и звуковой сигнал тревоги подаваться не будет. Важно отметить, что при повторном открывании двери звуковой сигнал включится, так как тринистор VS_2 не может вновь открыться, поскольку конденсатор C_3 все время остается заряженным до напряжения U_{C3}, определяемого сопротивлением резисторов R_6 и R_7, т. е. $U_{C3}=U_{пит}R_6/(R_6+R_7)$. Соотношение между R_6 и R_7 выбирается $R_6/R_7\geqslant 100$, так что $U_{C3}\approx U_{пит}$.

Батарея GB_1, ЭДС которой равна выходному напряжению выпрямителя, ставится на выходе последнего для того, чтобы устройство оставалось действующим, даже если не будет напряжения в сети переменного тока. Сигнализатор удобно питать постоянным напряжением 6 ... 12 В.

Возможен также вариант «тихого сторожа», в этом случае исполнительный элемент звуковой (световой) сигнализации устанавливается не в квартире, а в ином месте.

В заключение параграфа остановимся на двух сигнальных устройствах, предназначенных для использования в автомобиле. На рис. 46 элементы сигнализаторов, добавляемых в схему электрооборудования автомобиля, выделены штриховой линией.

Сигнализатор (рис. 46,*а*) предупреждает водителя автомобиля в случае, если он, покидая машину, забыл выключить габаритный свет. Схема содержит тринистор VS_1, в анодную цепь которого включен источник звукового сигнала HA_1 (зуммер, вибратор, реле и т. д.), два резистора R_1 и R_2 и выключатель S_1. Сигнальное устройство подсоединяется к цепи электрооборудования автомобиля тремя проводами. Управляющее напряжение на тринистор VS_1 подается через выключатель габаритного освещения S_3, катодная цепь тринистора подсоединяется к плюсовому выводу дверного выключателя S_2 освещения салона, анодная цепь — к плюсовому проводу аккумулятора. Выключатель S_1 включает напряжение питания на сигнализатор.

При поданном напряжении питания тринистор VS_1 откроется и включит

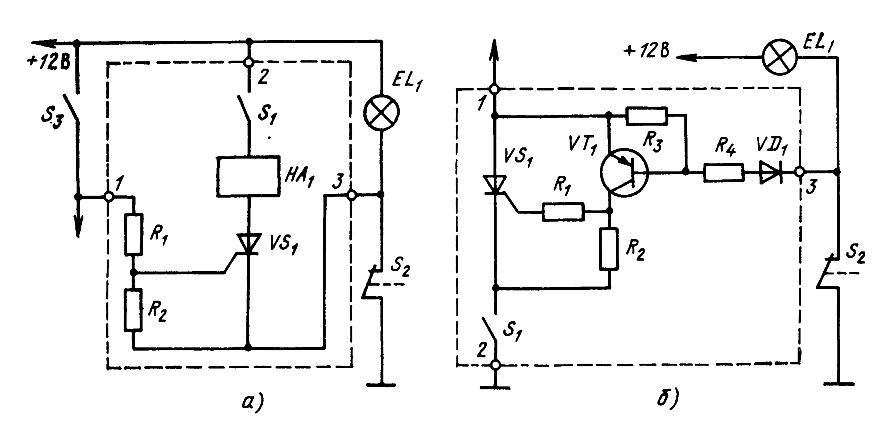


Рис. 46. Сигнальные устройства для автомобиля:

а — схема устройства, сигнализирующего о невыключенном габаритном свете; *б* — схема «электронного сторожа» (EL_1 — лампа освещения салона, S_2 — дверной выключатель освещения салона, S_3 — выключатель габаритного освещения, HA_1 — источник звукового сигнала)

звуковой сигнал только в том случае, если одновременно оказываются замкнутыми выключатели S_2 и S_3, т. е. если открыть дверь кузова при зажженых габаритных огнях. Когда дверь закрыта, концевой выключатель S_2 разомкнут, поэтому питание на сигнализатор не подается, хотя габаритный свет может быть включен. Тринистор также остается в закрытом состоянии, если открыть дверь при выключенных лампах габаритного света (разомкнутом выключателе S_3).

Второе сигнальное устройство (рис. 46,*б*) выполняет функции «сторожа» автомобиля, включая звуковой сигнал при попытке постороннего лица открыть дверь салона. Как и в предыдущем сигнализаторе, в качестве датчика используется дверной выключатель S_2 освещения салона. Анодная цепь тринистора VS_1 подсоединяется к катушке электромагнита звукового сигнала (к тому зажиму, от которого идет провод к кнопке на рулевой колонке автомобиля). Управляется тринистор коллекторным током транзистора VT_1, база которого через резистор R_4 и диод VD_1 подсоединяется к плюсовому зажиму дверного выключателя S_2. Выключатель S_1 устанавливается снаружи кузова, и его местораположение должно быть известно лишь владельцу автомобиля.

Сигнализатор работает следующим образом. После того, как автомобиль поставлен на стоянку, водитель, покинув машину и закрыв дверь кузова, включает выключатель S_1 и на сигнализатор подается напряжение питания (+12 В). Однако транзистор VT_1 остается закрытым, поскольку напряжение на базе относительно эмиттера практически равно нулю (выключатель S_2 разомкнут). Если теперь открыть дверь кузова, то выключатель S_2 замкнется, переход — база — эмиттер транзистора VT_1 включится в прямом направлении, транзистор откроется и попадет в режим насыщения, что обеспечивается соответствующими значениями сопротивлений резисторов R_3 и R_4. Коллекторный ток транзистора, протекая в цепи управления тринистора, открывает последний, и он, в свою очередь, включит звуковой сигнал автомобиля. Звуковой сигнал останется также включенным, если теперь закрыть дверь кузова, и может быть отключен только выключателем S_1. Через тринистор VS_1 протекает ток, потребляемый электромагнитом звукового сигнала автомобиля. Этот ток имеет пульсирующий характер с амплитудой до 20 А и средним значением около 4 А. Исходя из этих значений и выбирается соответствующий тип тринистора (например, КУ202А). Резистор R_1 ограничивает ток управляющего электрода тринистора, и его сопротивление рассчитывается по формуле (8). Диод VD_1 предотвращает протекание тока через лампу EL_1 при подсоединенном к электрооборудованию автомобиля сигнализаторе.

Глава 4

ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ДИОДНЫХ И ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРАХ

18. Генераторы пилообразного напряжения

Схема генератора пилообразного напряжения на динисторе (рис. 47,*а*) идентична обычной схеме релаксационного генератора на неоновой лампе, но имеет лучшие характеристики по сравнению с последней. Так, например, время выключения динистора меньше времени деионизации газонаполненной (неоновой) лампы, и поэтому частота повторения импульсов в генераторе

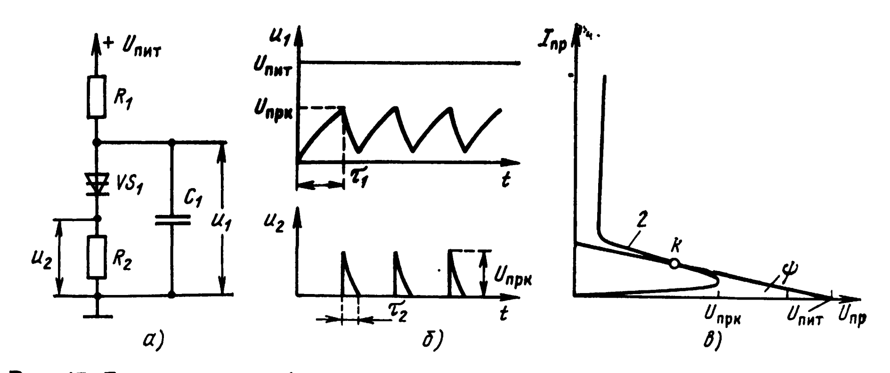


Рис. 47. Генератор пилообразного напряжения на динисторе:
а — схема генератора; *б* — форма выходного напряжения; *в* — положение нагрузочной прямой генератора

с динистором может быть получена более высокой (до нескольких десятков килогерц). Падение напряжения на динисторе значительно меньше, чем на лампе при возникновении тлеющего разряда (примерно 40 ... 50 В), поэтому коэффициент использования напряжения источника питания в генераторе с динистором получается значительно бóльшим.

Генератор (рис. 47,*а*) работает следующим образом. После включения напряжения источника питания $U_{пит}$, которое выбирается из условия $U_{пит}>U_{прк}$, конденсатор C_1 начинает заряжаться через резистор R_1. Напряжение на конденсаторе, а следовательно, и на аноде динистора VS_1 нарастает по экспоненте до тех пор, пока несколько не превысит напряжение переключения $U_{прк}$ динистора. В этот момент динистор переключается в открытое состояние и конденсатор разряжается через динистор и резистор R_2, на котором возникает импульс с амплитудой, примерно равной $U_{прк}$. Через открытый динистор протекают ток разряда конденсатора и ток от источника питания (через R_1). Сопротивление резистора R_1 выбирается таким, чтобы для тока, протекающего через прибор от источника, выполнялось условие $U_{пит}/R_1<I_{уд}$; поэтому после окончания разряда конденсатора динистор вновь закроется и цикл переключений будет повторяться. Резистор R_2 ограничивает ток разряда конденсатора C_1 до безопасного для динистора значения.

Пилообразное напряжение u_1, амплитуда которого практически равна $U_{прк}$ динистора, снимается с конденсатора C_1. На резисторе R_2 получаются импульсы u_2 положительной полярности с крутым передним фронтом, длительность которых определяется временем разряда конденсатора, а амплитуда примерно равна значению $U_{прк}$ (рис. 47,б).

Элементы схемы генератора выбираются из следующих соотношений:

$$U_{пит} > U_{прк},$$
$$(U_{пит} - U_{прк})/R_1 > I_{прк},$$
$$U_{пит}/R_1 < I_{уд},$$
$$R_2 \ll R_1,$$
$$U_{прк}/R_2 > I_{уд}.$$

Первое, второе и последнее соотношения обеспечивают устойчивое включение динистора, третье — его выключение. При выполнении первых трех условий

прямая нагрузки пересекает вольт-амперную характеристику динистора в одной точке K на участке 2 (рис. 47,*в*). Угол наклона нагрузочной прямой ψ прямо пропорционален значению $\operatorname{arctg} 1/R_1$. Положение рабочей точки на этом участке неустойчиво, что и обусловливает режим автоколебаний. Для обеспечения этого режима необходим тщательный подбор сопротивления резистора R_1.

Длительность пилообразных импульсов определяется формулой

$$\tau_1 = R_1 C_1 \ln \frac{U_{\text{пит}}}{U_{\text{пит}} - U_{\text{прк}}}.$$

Длительность импульсов τ_2, снимаемых с резистора R_2,

$$\tau_2 \approx R_2 C_1 \ln \frac{U_{\text{прк}}}{I_{\text{уд}} R_2}.$$

Обычно $\tau_1 \gg \tau_2$, и поэтому частота повторения импульсов (частота собственных колебаний) генератора $F \approx 1/\tau_1$. Регулировка частоты повторения осуществляется, как правило, изменением емкости конденсатора C_1. Для получения хорошей линейности пилообразного напряжения и повышения стабильности частоты повторения необходимо, чтобы $U_{\text{пит}} \gg U_{\text{прк}}$.

Генератор можно синхронизировать на более высокой частоте, чем частота собственных колебаний, подачей внешних импульсов. В качестве примера на рис. 48 приведена схема генератора, синхронизируемого импульсами отрицательной полярности.

Генератор будет запускаться в тот момент, когда сумма напряжения на конденсаторе u_{C1}, которое нарастает по экспоненте, и напряжения синхронизирующего импульса $U_{\text{синхр}}$ превысит напряжение переключения динистора $U_{\text{прк}}$, т. е.

$$u_{C1} + |U_{\text{синхр}}| \geqslant U_{\text{прк}}.$$

Такой генератор с внешней синхронизацией может быть использован как делитель частоты. Действительно, если в момент прихода синхронизирующего импульса нарастающее напряжение u_{C1} на конденсаторе таково, что еще $u_{C1} + |U_{\text{синхр}}| < U_{\text{прк}}$, то динистор в открытое состояние не переключится. Соответствующим выбором амплитуды синхронизирующих импульсов можно до-

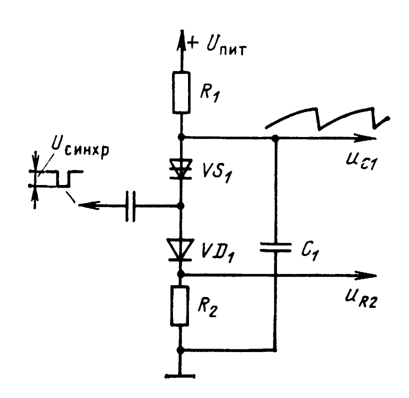


Рис. 48. Схема генератора пилообразного напряжения с внешней синхронизацией на динисторе

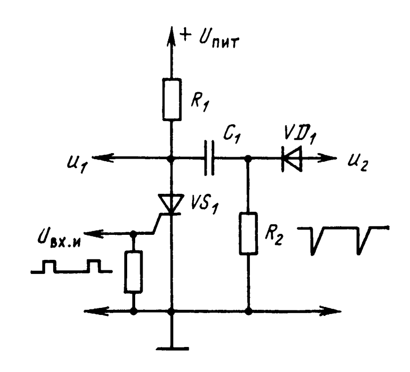


Рис. 49. Схема генератора пилообразного напряжения на тринисторе

биться, чтобы динистор переключался не от первого, а от второго или третьего импульса и т. д.; тогда частота следования выходных импульсов будет в два, три раза и т. д. меньше частоты следования синхронизирующих импульсов.

Генератор пилообразного напряжения на тринисторе (рис. 49) работает в ждущем режиме и запускается внешними импульсами. В интервалах между импульсами тринистор VS_1 закрыт, а конденсатор C_1 заряжается примерно до напряжения $U_{C1} \approx U_{пит}$ и затем быстро разряжается через резистор R_2 и тринистор VS_1, когда на последний подается отпирающий импульс $U_{вх.и}$. После разряда конденсатора тринистор выключается, что обеспечивается соответствующим выбором сопротивления резистора R_1 по условию (6). Напряжение пилообразной формы u_1 снимается с анода тринистора, а выходное напряжение u_2, представляющее собой короткие импульсы отрицательной полярности с крутым фронтом, — с резистора R_2. Амплитуды выходных импульсов u_1 и u_2 примерно равны напряжению источника питания. При работе генератора в диапазоне частот (от F_{min} до F_{max}) амплитуды выходных импульсов сохраняются постоянными, если значение постоянной времени зарядной цепи, равное $(R_1+R_2)C_1$, отвечает условию $1/F_{max} \geqslant 3(R_1+R_2)C_1$. При выполнении этого требования конденсатор C_1 успевает практически полностью зарядиться в течение самых коротких интервалов $T_{min}=1/F_{max}$ между импульсами.

Резистор R_2 ограничивает ток разряда конденсатора до безопасного для тринистора значения, его сопротивление рассчитывается по формуле $R_2 \geqslant U_{пит}/I_{ос.п}$. Диод VD_1 устраняет на выходе в паузе между импульсами u_2 положительные выбросы за счет зарядного тока конденсатора C_1.

Рассмотренные генераторы (рис. 47,*а*, 49) помимо пилообразного напряжения позволяют формировать короткие мощные импульсы, длительность которых определяется процессом разряда конденсатора. Формирование этих импульсов основано на принципе накопления энергии, суть которого состоит в следующем. В интервале времени $t_{зар}$, пока происходит медленный заряд конденсатора, в электрическом поле последнего накапливается некоторое количество энергии W_C. Затем при открывании тринистора (динистора) накопленная энергия в течение короткого промежутка времени $t_{раз}$ выделяется в разрядной цепи (практически не ограничивающем резисторе). Мощность, расходуемая источником питания в процессе заряда конденсатора, пропорциональна $W_C/t_{зар}$, а импульсная мощность при разряде составляет $W_C/t_{раз}$. Поскольку $t_{зар} \gg t_{раз}$, то мощность, потребляемая от источника, оказывается в $t_{зар}/t_{раз}$ раз меньше мощности формируемого импульса. Таким образом, генератор, питаемый от маломощного источника, позволяет получать импульсы значительной мощности. Это обусловило широкое использование таких генераторов, главным образом на тринисторах, в различных устройствах. Генератор (рис. 49), например, может быть использован в полупроводниковых системах зажигания для автомобильных двигателей внутреннего сгорания; в этом случае вместо резистора R_2 включается первичная обмотка катушки зажигания.

На рис. 50 приведена простая и надежная схема частотомера, выполненного на тринисторном генераторе (рис. 49). Здесь параллельно резистору R_2 подключен измерительный прибор PA_1 — микроамперметр, через который протекает часть разрядного тока конденсатора C_1. Импульсы, частоту следования $F_{изм}$ которых необходимо измерить, подаются на управляющий электрод тринистора VS_1. Последний отпирается с приходом каждого импульса и разряжает конденсатор C_1. Среднее значение разрядного тока $I_{р.ср}$ определяется ем-

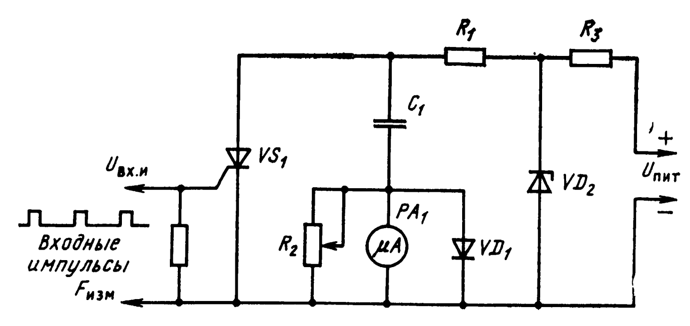


Рис. 50. Схема частотомера на тринисторе

костью конденсатора C_1, напряжением U_{C1}, до которого он заряжается к моменту включения тринистора, и частотой разряда, т. е. $I_{р.ср}=C_1U_{C1}F_{изм}$. Таким образом, при постояннных значениях C_1 и U_{C1} показания прибора пропорциональны только частоте входных импульсов и не зависят от их длительности и амплитуды.

Для уменьшения погрешности измерений постоянная времени зарядной цепи R_1C_1 должна быть примерно на порядок меньше минимального периода повторения входных импульсов $1/F_{изм\,max}$, т. е. $R_1C_1 \leqslant 1/10F_{изм\,max}$, а зарядное напряжение следует стабилизировать (стабилитрон VD_2). Сопротивление резистора R_1 выбирается по условию (6). Шунтирующий диод VD_1 устраняет прохождение зарядного тока конденсатора через измерительный прибор PA_1. В частотомере можно применить маломощный тринистор типа КУ101 и др.

Тринисторы можно использовать в качестве переключающих элементов для получения пилообразных токов в устройствах строчной развертки телевизоров на электронно-лучевых трубках с большими экранами. Подобные схемы позволяют получать бóльшие по сравнению с транзисторными устройствами отклоняющие токи и потребляют значительно меньшую мощность, чем устройства развертки на электронных лампах. В схемах строчной развертки телевизионных приемников, выпускавшихся в прошлые годы, просто заменить коммутирующий прибор (лампу, транзистор) тринистором нельзя, так как по принципу работы таких устройств коммутирующий прибор должен полностью закрываться при прохождении через него большого тока.

На рис. 51,*а* показана упрощенная схема выходного каскада строчной развертки с тринистором. Здесь для закрывания тринистора VS_1 используется специальный конденсатор C_1, называемый конденсатором обратного хода развертки.

Рассмотрим работу устройства, воспользовавшись графиками рис. 51,*б*. После включения напряжения источника питания $U_{пит}$ (момент t_0) конденсатор C_1 резонансно заряжается через дроссель $L_з$. Пусть к моменту t_1 процесс заряда закончится (напряжение на конденсаторе u_{C1} будет примерно равно $2U_{пит}$). Если в этот момент на тринистор VS_1 подать включающий импульс $u_у$, то энергия, накопленная в конденсаторе, через трансформатор T_1 начнет поступать в отклоняющие катушки строчной развертки $L_{о.к}$. Индуктивность отклоняющих катушек $L_{о.к}$, емкость конденсатора C_1 и параметры трансформатора T_1 выбираются такими, чтобы разряд конденсатора имел колебательный характер. Через четверть периода собственных колебаний конденсатор C_1 раз-

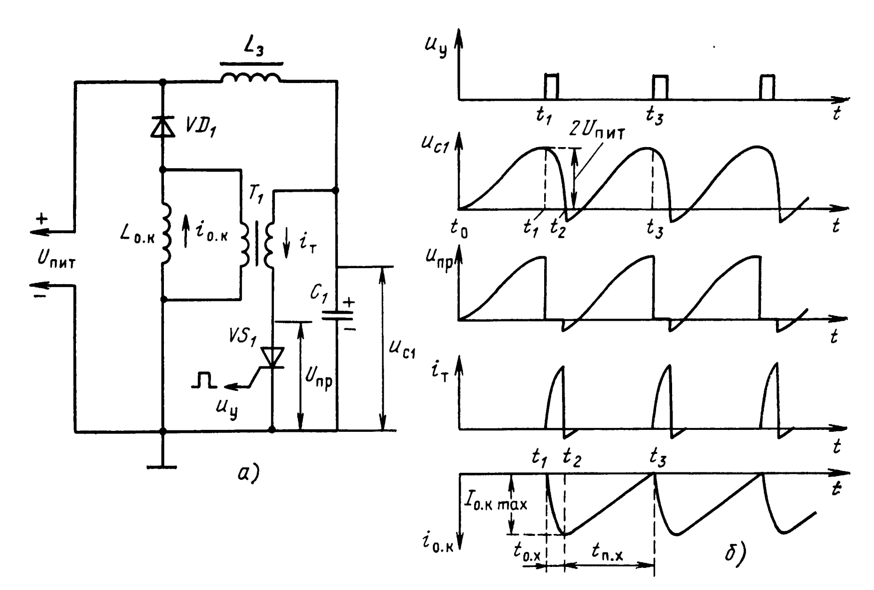


Рис. 51. Упрощенная схема выходного каскада строчной развертки на тринисторе (*а*) и временные диаграммы, поясняющие работу каскада (*б*) ($i_т$ — ток через первичную обмотку трансформатора и тринистор; $t_{п.х}$ — время прямого хода развертки)

рядится, тринистор закроется, а ток $i_{о.к}$ в катушках достигнет максимального значения $I_{о.к\,max}$ (момент t_2). В этот момент на катушке $L_{о.к}$ возникает ЭДС самоиндукции, стремящаяся поддержать ток в катушке. Значение этой ЭДС превышает напряжение $U_{пит}$, а ее полярность такова, что диод VD_1 включается в прямом направлении и таким образом источник питания $U_{пит}$ непосредственно соединяется с катушкой $L_{о.к}$. В цепи $L_{о.к}$—VD_1—$U_{пит}$ возникает ток $i_{о.к}$, возвращающий энергию в источник питания. Этот ток изменяется линейно и используется для создания прямого хода развертки. Момент t_3, когда ток через катушку $L_{о.к}$ становится равным нулю, должен совпадать с началом следующего цикла.

После закрывания тринистора VS_1 конденсатор C_1 вновь резонансно заряжается через дроссель $L_з$ (интервал t_2—t_3), и к концу прямого хода (момент t_3) напряжение на нем снова будет приблизительно равно $2U_{пит}$. В момент t_3 на тринистор подается следующий включающий импульс, и цикл повторяется.

Время включения тринистора должно быть примерно на порядок меньше продолжительности обратного хода развертки $t_{о.х}$, т. е. $t_{у.вкл} \leqslant (0{,}1 \dots 0{,}2) t_{о.х}$, а его напряжение в закрытом состоянии $U_{зс} \geqslant 2U_{пит}$.

С описанием схемы строчной развертки на тринисторах современных промышленных телевизоров читатель может познакомиться в [6].

19. Мультивибраторы и триггеры

Мультивибраторы. Схемы мультивибраторов на динисторах очень просты: в них используется только один коммутирующий конденсатор. Последний заряжается через открытый динистор во время одного из состояний муль-

тивибратора, а затем напряжение на конденсаторе используется для выключения открытого динистора, когда включается второй, ранее закрытый динистор. После этого мультивибратор переходит во второе состояние.

На рис. 52,*а* приведена схема самовозбуждающегося мультивибратора, а на рис. 52,*б* показаны временные диаграммы его работы. Динисторы для этой схемы выбираются такими, чтобы для каждого из них выполнялось условие $U_{пит} > U_{прк}$.

Рассмотрим работу мультивибратора. При подаче напряжения питания $U_{пит}$ (момент t_0) один из динисторов мультивибратора из-за разброса напряжения $U_{прк}$ первым переключится в открытое состояние. Предположим, что первым переключится динистор VS_1 (рис. 52,*б*). Тогда коммутирующий конденсатор C_1 начнет заряжаться и зарядный ток, проходя через резистор R_2,

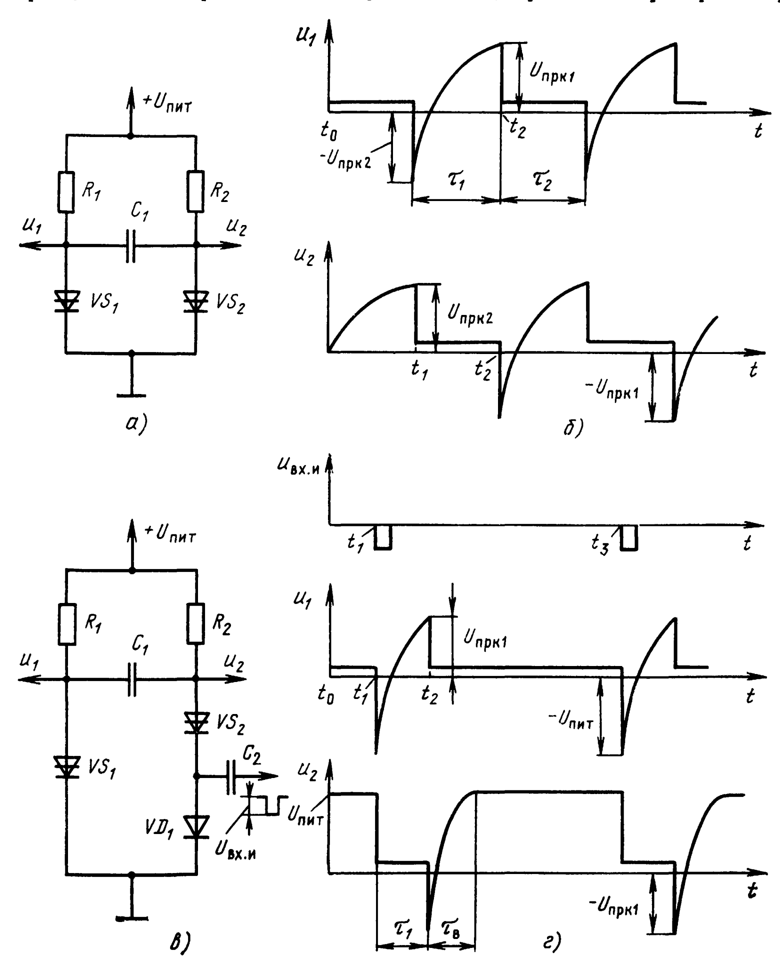


Рис. 52. Мультивибраторы на динисторах:

а — схема самовозбуждающегося мультивибратора; *б* — диаграмма работы самовозбуждающегося мультивибратора; *в* — схема ждущего мультивибратора; *г* — диаграмма работы ждущего мультивибратора

снизит анодное напряжение на динисторе VS_2, препятствуя тем самым отпиранию этого динистора вслед за первым. По мере заряда конденсатора напряжение u_2 на аноде динистора VS_2 возрастает, и когда оно достигнет напряжения $U_{прк2}$ динистора VS_2, последний переключится в открытое состояние (момент t_1). К динистору VS_1 будет приложено обратное напряжение, равное $U_{прк2}$, так как напряжение на конденсаторе C_1 за время открывания динистора VS_2 практически не изменится. Динистор VS_1 при этом выключится и мультивибратор изменит свое состояние, которое опять-таки будет неустойчивым. Конденсатор C_1 будет перезаряжаться через резистор R_1 и открытый динистор VS_2, напряжение на аноде динистора VS_1 за счет падения напряжения на R_1 снизится, и этот динистор будет оставаться в закрытом состоянии. Когда напряжение на конденсаторе станет равным $U_{прк1}$ динистора VS_1, последний переключится в открытое состояние (момент t_2), что приведет к выключению динистора VS_2. Затем цикл переключений повторяется.

При одинаковых плечах ($R_1=R_2=R$ и $U_{прк1}\approx U_{прк2}=U_{прк}$) получается симметричный мультивибратор и выходное напряжение (u_1 или u_2) имеет форму, показанную на рис. 52,*б*. В этом случае выходные импульсы напряжения будут иметь примерно одинаковую длительность ($\tau_1\approx\tau_2$) и амплитуду.

Для самовозбуждения мультивибратора необходимо, чтобы выполнялись условия

$$U_{пит} > U_{прк},$$

$$(U_{пит} - U_{прк})/R > I_{уд},$$

где $I_{уд}$ — удерживающий ток динисторов.

Кроме того, сопротивление анодных резисторов должно быть таким, чтобы среднее значение тока в каждом плече не превышало значение тока динистора в открытом состоянии, т. е. $R\geqslant U_{пит}/2I_{ос}$.

Емкость коммутирующего конденсатора C_1 рассчитывается по формуле (в микрофарадах)

$$C_1 \geqslant \frac{t_{выкл}}{R \ln \dfrac{U_{пит} + U_{прк}}{U_{пит}}},$$

где $t_{выкл}$ — время выключения динистора, мкс.

Длительность выходных импульсов определяется по формуле

$$\tau_1 \approx \tau_2 = RC_1 \ln \frac{U_{пит}}{U_{пит} - U_{прк}}.$$

Период колебаний мультивибратора $T=\tau_1+\tau_2$.

Схема ждущего мультивибратора (спусковое устройство с одним устойчивым состоянием) приведена на рис. 52,*в*. Для этой схемы динисторы выбираются такими, чтобы для одного из них (например, для VS_1) напряжение источника питания $U_{пит}$ было больше, а для другого (например, VS_2) меньше напряжения переключения, т. е. $U_{прк2}>U_{пит}>U_{прк1}$. Кроме того, сопротивление анодного резистора динистора с меньшим напряжением переключения должно обеспечивать прохождение тока больше удерживающего тока этого динистора.

После подачи напряжения питания динистор VS_1 переключится в открытое состояние ($U_{пит}>U_{прк1}$), а конденсатор C_1 зарядится до напряжения $U_{C1}\approx$ $\approx U_{пит}$. Мультивибратор будет оставаться в таком состоянии (поскольку $U_{пит}/R_1>I_{уд1}$) до тех пор, пока внешним переключающим импульсом $U_{вх.и}$ не будет открыт динистор VS_2 (момент t_1 на рис. 52,*г*). Напряжением коммутиру-

ющего конденсатора динистор VS_1 при этом выключится, и конденсатор C_1 начнет перезаряжаться через резистор R_1, открытый динистор VS_2 и обычный диод VD_1, пока напряжение на нем не станет равным $U_{C1}=U_{прк1}$. В этот момент (t_2) откроется динистор VS_1, а динистор VS_2 выключится и мультивибратор возвратится в исходное устойчивое состояние.

Время, в течение которого мультивибратор находится в неустойчивом состоянии, т. е. длительность выходного импульса, определяется формулой

$$\tau_1 = R_1 C_1 \ln \frac{2 U_{пит}}{U_{пит} - U_{прк1}} .$$

После окончания импульса начинается стадия восстановления мультивибратора, которая зависит от продолжительности заряда конденсатора C_1 через резистор R_2: $\tau_в \approx 3 R_2 C_1$.

Таким образом, период повторения входных переключающих импульсов должен быть не меньше суммы $\tau_1+\tau_в$.

Форма выходных импульсов показана на рис. 52,*г*. Как видно из рис. 52,*г*, динистор VS_1 бóльшую часть времени открыт и закрывается только на время τ_1 генерации выходного импульса. Поэтому сопротивление резистора R_1 должно также соответствовать условию $R_1 \geqslant U_{пит}/I_{ос1}$, где $I_{ос1}$ — средний ток динистора VS_1 в открытом состоянии. Сопротивление резистора R_2 должно быть в 10...20 раз меньше сопротивления динистора VS_2 в закрытом состоянии. Кроме того, R_2 влияет на время восстановления мультивибратора, и для сокращения времени $\tau_в$ сопротивление R_2 желательно уменьшать. Минимальное значение R_2 ограничивается импульсным током $I_{ос.п2}$ динистора VS_2, т. е. $R_2 \geqslant U_{пит}/I_{ос.п2}$. Емкость коммутирующего конденсатора C_1 определяется по формуле (в микрофарадах)

$$C_1 = 1,45\, t_{выкл}/R_1,$$

где $t_{выкл}$ — время выключения динистора, мкс.

Ждущие мультивибраторы могут быть выполнены и на одном приборе — динисторе или тринисторе. На рис. 53,*а* представлена схема спускового устройства с одним устойчивым состоянием — ждущего генератора прямоугольных импульсов. Длительность выходных импульсов определяется параметрами последовательного резонансного контура *LC*, который также используется для выключения тринистора.

Работу генератора удобно проследить по графикам рис. 53,*б*. При закрытом тринисторе VS_1 конденсатор C_1 заряжается через катушку индуктивности L_1 и нагрузочное сопротивление $R_н$ практически до напряжения $U_{пит}$ (полярность напряжения на конденсаторе указана на рисунке без скобок). В таком устойчивом состоянии генератор остается до тех пор, пока не будет включен тринистор VS_1. После включения тринистора внешним (входным) импульсом, длительность которого должна быть меньше длительности генерируемого (выходного) импульса, через нагрузку $R_н$ и прибор начинает проходить ток $I_н$, равный $U_{пит}/R_н$ (момент t_1, рис. 53,*б*). Одновременно возникает ток $i_к$ в цепи: последовательный контур L_1C_1 — тринистор VS_1, обусловленный колебательным перезарядом конденсатора через катушку индуктивности и открытый тринистор. Этот ток имеет синусоидальную форму и амплитуду, равную $U_{пит}/\rho$, где $\rho = \sqrt{L_1/C_1}$ — волновое сопротивление контура. Через четверть периода собственных колебаний ток $i_к$ достигнет амплитудного значения, а напря-

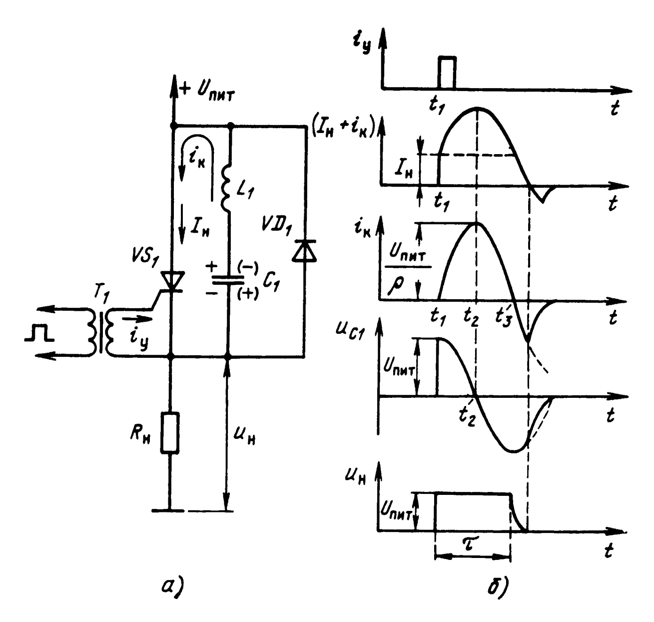


Рис. 53. Схема ждущего генератора прямоугольных импульсов на тринисторе (*а*) и временные диаграммы работы генератора (*б*)

жение на конденсаторе станет равным нулю (момент t_2). Затем конденсатор начинает перезаряжаться, и в конце полупериода собственных колебаний контура полярность напряжения на конденсаторе изменится на обратную (указана на рисунке в скобках), а ток станет равным нулю (момент t_3). В следующий полупериод собственных колебаний ток в цепи изменяет направление и поэтому начинает протекать через открытый тринистор навстречу току нагрузки. Результирующий ток через тринистор по мере нарастания синусоидального тока перезаряда конденсатора уменьшается, и, когда он станет меньше удерживающего тока, прибор выключится. Для надежного выключения тринистора амплитуда синусоидального тока $I_{кm}=U_{пит}/\rho$ должна по крайней мере в два раза превышать ток нагрузки $I_н=U_{пит}/R_н$. Остаточное отрицательное напряжение на конденсаторе уменьшает время восстановления закрытого состояния тринистора после прекращения анодного тока. После закрывания тринистора сопротивление нагрузки оказывается включенным последовательно с контуром, и если $R_н \geqslant 2\rho$, то контур будет демпфирован и колебательный процесс прекратится. Рассмотренный способ выключения тринистора представляет собой один из методов выключения посредством принудительной коммутации.

Расчет элементов генератора для получения импульсов длительностью τ можно произвести по формулам

$$L_1 = 0{,}09\,\tau R_н,$$
$$C_1 = 0{,}35\,\tau/R_н,$$
$$\rho = \sqrt{L_1/C_1} = R_н/2.$$

При таких значениях L_1 и C_1 длительность спада импульса получается около $(0{,}2 \ldots 0{,}3)\tau$. Длительность фронта импульса определяется тринистором и

не превышает 1...2 мкс. Минимальная длительность выходных импульсов τ_{min} не может быть меньше времени включения тринистора по управляющему электроду, т. е. $\tau_{min} \geqslant t_{у.вкл}$.

Диод VD_1 не является обязательным элементом генератора, однако его включение параллельно контуру практически устраняет положительный выброс в конце выходного импульса. Действительно, при отсутствии диода VD_1 после закрывания тринистора ток перезаряда конденсатора контура какое-то время протекает через сопротивление нагрузки, напряжение на ней возрастает и на срезе выходного импульса появляется выброс. При подключении диода ток контура проходит через него, пока не спадает до нуля.

Триггеры. Спусковые устройства с двумя устойчивыми состояниями — триггеры могут выполняться на динисторах (рис. 54,*а*) или на тринисторах (рис. 54,*б*). Оба триггера имеют один вход для подачи внешних переключающих импульсов. После включения напряжения питания динисторы и тринисторы триггеров должны оставаться надежно закрытыми. Для триггера (рис. 54,*а*) это обеспечивается выбором типа динисторов по условию $U_{прк} > U_{пит}$, а для триггера рис. 54,*б* амплитуда зарядного тока конденсаторов C_2 и C_3 в первый момент после включения напряжения $U_{пит}$ не должна превышать значение неотпирающего тока управления тринисторов, т. е. $U_{пит}/(R_2+R_4) < I_{у.нот1}$ и $U_{пит}/(R_1+R_3) < I_{у.нот2}$, где $I_{у.нот1}$ и $I_{у.нот2}$ — значения неотпирающего тока тринисторов VS_1 и VS_2 соответственно. Сопротивления анодных резисторов R_1 и R_2 каждой схемы должны обеспечивать выполнение условия (3), т. е. $U_{пит}/R_1 > I_{уд1}$ и $U_{пит}/R_2 > I_{уд2}$, и, кроме того, быть по крайней мере в 10...20 раз меньше сопротивления динисторов (тринисторов) в закрытом состоянии. При закрытых динисторах (тринисторах) напряжения на их анодах, а следовательно, и обратное напряжение на диодах VD_1 и VD_2 примерно равны $U_{пит}$, а коммутирующие конденсаторы C_1 триггеров не заряжены.

Перед началом работы каждый триггер необходимо установить в исходное состояние, при котором одно из плеч проводит, а другое — нет. В триггере (рис. 54,*а*) для этого обычно подается специальный импульс $U_{уст}$ начальной установки, открывающий один из динисторов (например, VS_1). Триггер переключится в первое устойчивое состояние, а конденсатор C_1 через сопротивление нагрузки R_2, динистор VS_1 и диод VD_3 зарядится до напряжения $U_{C1} \approx$ $\approx U_{пит}$. Обратное напряжение на диоде VD_2 резко уменьшится и станет рав-

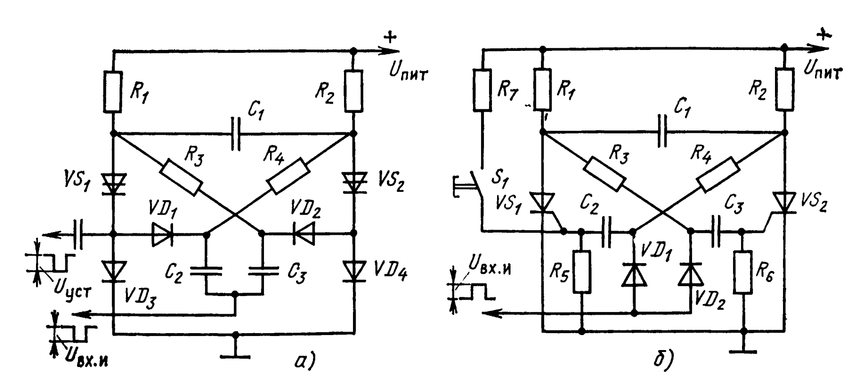


Рис. 54. Схемы триггеров на динисторах (*а*) и тринисторах (*б*)

ным падению напряжения на динисторе VS_1 и на диоде VD_3, которые включены в прямом направлении, в то же время на диоде VD_1 обратное смещение сохранится прежним.

В этом состоянии триггер будет находиться, пока на его вход не поступит первый переключающий импульс $U_{вх.и}$, который через диод VD_2 пройдет на катод динистора VS_2 и переключит последний в открытое состояние. Динистор VS_1 за счет напряжения на коммутирующем конденсаторе C_1 закроется. Триггер перейдет во второе устойчивое состояние, при котором полярность напряжения на обкладках конденсатора C_1 изменится, обратное смещение на диоде VD_2 увеличится, а на VD_1 уменьшится. Второй входной импульс откроет динистор VS_1 и вернет триггер в первое устойчивое состояние. Таким образом, смена состояний триггера будет происходить при подаче на вход каждого импульса, амплитуда которого $U_{вх.и}$ должна удовлетворять условию $U_{пит} > U_{вх.и} \geqslant U_{от.и}$.

Длительность входных импульсов должна быть мала по сравнению с постоянной времени R_1C_1 (и R_2C_1), чтобы не оказывать влияние на длительность выходных импульсов.

Режим работы симметричного триггера ($R_1=R_2=R$, а VS_1 и VS_2 — динисторы одного типа) должен соответствовать условиям

$$U_{прк} > U_{пит},$$

$$U_{пит}/R > I_{уд},$$

при выполнении которых нагрузочная прямая пересекает все три участка вольт-амперной характеристики динистора (рис. 6,*б*). Точки на участках *1* и *3* вольт-амперной характеристики определяют устойчивые состояния триггера, а на участке *2* — неустойчивое.

В триггере на тринисторах (рис 54,*б*) исходное состояние устанавливается при кратковременном нажатии кнопки S_1, отпирающей прибор VS_1. Триггер переключается в первое устойчивое состояние, при котором прибор VS_1 открыт, а VS_2 закрыт. Первый входной импульс проходит через диод VD_2 и открывает тринистор VS_2, при этом тринистор VS_1 выключается напряжением коммутирующего конденсатора C_1 и триггер переходит во второе устойчивое состояние и т. д. Смена состояния триггера происходит с приходом каждого входного импульса, амплитуда которого $U_{вх.и}$ должна быть $U_{пит} > U_{вх.и} > U_{ос}$ и, кроме того, удовлетворять условию $U_{вх.и} \geqslant U_{у.от.и}$. Сопротивление резистора R_7 рассчитывается по формуле (8), а емкости коммутирующих конденсаторов обеих схем определяются по формуле (18).

Диоды VD_1 и VD_2 и резисторы R_3 и R_4 (в каждой схеме) предотвращают шунтирование источника входного сигнала проводящим плечом триггера и, кроме того, обеспечивают прохождение входного сигнала только на закрытое плечо триггера. Сопротивления резисторов R_3 и R_4 обычно одинаковы и должны быть не менее нескольких десятков килоом. Диоды VD_1 и VD_2 должны иметь обратное напряжение не менее напряжения источника питания $U_{пит}$.

Выходные импульсы триггеров, амплитуда которых примерно равна $U_{пит}$, снимаются с анодов динисторов (тринисторов). Рассмотренные схемы триггеров широко используются в счетных и запоминающих ячейках и в других устройствах.

20. Генераторы импульсов специальной формы

Наряду с рассмотренными схемами релаксационных генераторов с помощью динисторов и тринисторов можно создавать различные устройства, формирующие импульсные напряжения и токи специальной формы.

Генератор ступенчатого напряжения. На рис. 55,*а* показана схема генератора на динисторах, выходное напряжение которого имеет ступенчатую форму (рис. 55,*б*). Напряжение такой формы используется в различных счетных устройствах. Напряжение источника питания $U_{пит}$ генератора выбирают примерно в 1,5—2 раза больше суммы напряжений переключения $U_{прк\,1}+U_{прк\,2}$ обоих его динисторов VS_1 и VS_2. Емкость конденсатора C_1 (например 0,01 ... 0,05 мкФ) должна быть примерно на порядок меньше емкости конденсатора C_2 (например, 0,2 ... 0,5 мкФ).

Генератор работает следующим образом. При замыкании выключателя Q_1 все напряжение источника питания $U_{пит}$ оказывается приложенным к динистору VS_1 (конденсаторы C_1 и C_2 не заряжены, и в момент сразу после коммутации напряжение на них останется равным нулю). Поскольку условие $U_{пит}>U_{прк1}$ выполняется с запасом, динистор VS_1 откроется и включенные последовательно с ним конденсаторы C_1 и C_2 начнут заряжаться (цепь заряда конденсаторов показана на схеме сплошной линией). По мере заряда конденсаторов ток через динистор VS_1 будет уменьшаться, и, когда он станет меньше удерживающего тока, динистор выключится. К концу зарядного интервала напряжение u_1 на конденсаторе C_1 будет существенно больше напряжения u_2 на конденсаторе C_2, так как $C_2 \gg C_1$, а как известно, $u_1/u_2=C_2/C_1$. При закрытом динисторе VS_2 конденсатор C_2 почти не разряжается (цепь разряда конденсаторов показана на схеме штриховой линией) и напряжение на нем практически не изменяется. В то же время конденсатор C_1 разряжается через резистор R_1, напряжение u_1 на нем уменьшается, а напряжение $u_{д1}$ на динисторе VS_1, равное $u_{д1}=U_{пит}-u_1-u_2$, возрастает, и, когда это напряжение достигает значения $U_{прк1}$, динистор VS_1 вновь открывается. Затем цикл повторяется.

В результате таких следующих один за другим циклов напряжение на конденсаторе C_2 ступенчато возрастает до напряжения переключения $U_{прк2}$ динистора VS_2. При открывании динистора VS_2 конденсатор C_2 разряжается, формирование ступенчатого сигнала прекращается и генератор возвращается в исходное состояние.

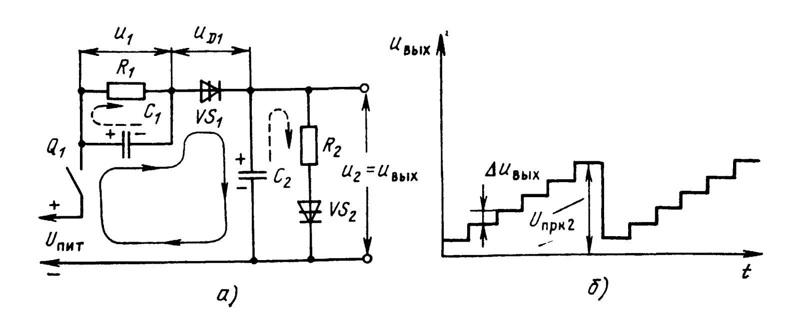


Рис. 55. Схема генератора ступенчатого напряжения на динисторах (*а*) и форма выходного напряжения (*б*)

Сопротивление резистора R_1 определяет время разряда конденсатора C_1 и, следовательно, длительность каждой ступеньки. Если это сопротивление значительно больше сопротивления, через которое происходит заряд конденсаторов C_1 и C_2 (т. е. внутреннего сопротивления открытого динистора VS_1), то фронт ступеньки получается во много раз короче ее длительности. Резистор R_2 ограничивает ток разряда конденсатора C_2 до безопасного для динистора VS_2 значения. Сопротивление внешней нагрузки должно быть достаточно большим (единицы мегаом), чтобы предотвратить заметную утечку заряда с конденсатора C_2 в процессе построения ступенчатого сигнала.

Амплитуда каждой ступеньки $\Delta U_{вых}$ выходного сигнала определяется выражением

$$\Delta U_{вых} = U_{прк1} \frac{C_1}{C_1 + C_2},$$

а максимальное число ступенек

$$n = \frac{U_{прк2}}{U_{прк1}} \frac{C_1 + C_2}{C_1}.$$

Генераторы мощных импульсов треугольной формы. На рис. 56 приведены две схемы генераторов, питающихся от сети переменного тока и формирующих импульсы, синхронные с частотой сети. В обоих генераторах используется принцип формирования мощных коротких импульсов, форма которых близка к треугольной, путем разряда предварительно заряженного конденсатора C_1 через первичную обмотку выходного трансформатора, т. е. получение мощных импульсов с помощью накопителя энергии. При использовании повышающего выходного трансформатора на его вторичной обмотке можно получать импульсы высокого напряжения, а при понижающем трансформаторе — мощные импульсы тока.

Генератор (рис. 56,*а*) может подключаться к питающей сети непосредственно, а генератор (рис 56,*б*) — через трансформатор с двумя вторичными обмотками.

После включения генератор (рис. 56,*а*) работает следующим образом. В тот полупериод напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания, конденсатор C_1 заряжается через диод VD_1 и резистор R_1 до **ам-**

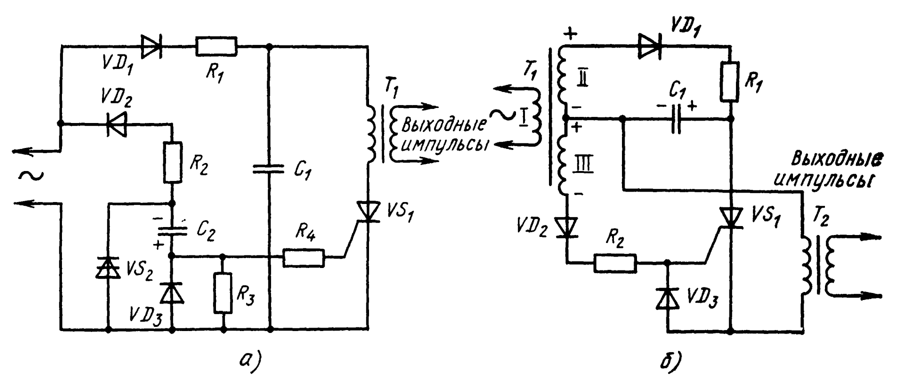


Рис. 56. Генераторы мощных треугольных импульсов:
а — схема генератора с тринистором и динистором; *б* — схема генератора с тринистором

плитудного значения напряжения сети. В отрицательный полупериод заряжается конденсатор C_2 через диоды VD_2 и VD_3 и резистор R_2 (полярность напряжения на C_2 показана на схеме). Когда напряжение на C_2 становится равным напряжению переключения динистора VS_2, т. е. $u_{C2} \geqslant U_{прк}$, динистор открывается и разрядный ток конденсатора C_2, протекая через цепь управления тринистора VS_1, открывает его. Конденсатор C_1 разряжается через тринистор VS_1 и первичную обмотку трансформатора T_1, со вторичной обмотки которого импульс подается на нагрузку. После разряда C_1 тринистор выключается, а в следующий положительный полупериод конденсатор C_1 вновь заряжается, и цикл повторяется. Таким образом, генератор срабатывает при каждом отрицательном полупериоде напряжения сети и частота следования выходных импульсов равна частоте сети.

Задержка выходных импульсов относительно начала отрицательного полупериода зависит от сопротивления резистора R_2. Если сопротивление резистора R_2 увеличить настолько, чтобы конденсатор C_2 заряжался до напряжения $U_{прк}$ динистора не за один, а за несколько отрицательных полупериодов, то частота выходных импульсов будет меньше частоты питающей сети.

Емкость конденсатора C_1 определяет мощность и длительность выходных импульсов, ее типовое значение около 1 мкФ. Емкость конденсатора C_2 выбирается примерно на порядок меньше емкости C_1, т. е. $C_1/C_2 \geqslant 10$.

Напряжение $U_{прк}$ динистора должно отвечать условию $U_{прк} \geqslant U_{у.от} + I_{у.от} R_4$, где $U_{у.от}$ и $I_{у.от}$ — отпирающие напряжение и ток управления тринистора.

Работу генератора (рис. 56,*б*) удобно начать рассматривать с момента времени, соответствующего полупериоду переменного напряжения сети, когда напряжение на обмотках *II* и *III* трансформатора T_1 имеет полярность, показанную на рисунке. При такой полярности напряжения на обмотках диод VD_1 оказывается в проводящем состоянии и накопительный конденсатор C_1 заряжается до амплитудного значения напряжения на обмотке *II* (полярность напряжения на конденсаторе C_1 обозначена на схеме). В то же время в течение этого полупериода диод VD_2 закрыт и тринистор VS_1 также остается закрытым. При смене полярности напряжения на обмотках в следующий полупериод напряжения сети диод VD_1 закрывается, а диод VD_2 оказывается в проводящем состоянии. При этом напряжение с обмотки *III* подается на управляющий электрод тринистора VS_1, и он отпирается, в результате чего конденсатор C_1 разряжается через первичную обмотку выходного трансформатора T_2 и открытый тринистор. В следующий полупериод вновь происходит смена состояний диодов VD_1 и VD_2, и процессы повторяются. Таким образом, генератор формирует импульсы, частота следования которых равна частоте сети и не регулируется.

Напряжение на обмотке *III* трансформатора T_1 должно обеспечивать включение тринистора в начале полупериода, для чего на этой обмотке необходимо иметь переменное напряжение с амплитудой 40 ... 60 В. При этом тринистор отпирается в моменты времени, когда крутизна синусоидального напряжения на обмотке достаточно большая, и поэтому стабильность угла отпирания, которая определяет стабильность частоты следования выходных импульсов, оказывается высокой.

Резистор R_2 служит для ограничения тока управляющего электрода, а R_1 ограничивает ток заряда конденсатора C_1.

Мощный генератор прямоугольных импульсов. Хорошие ключевые свойства тринисторов позволяют с успехом использовать их в генераторах мощных импульсов, форма которых приближается к прямоугольной. Работа таких устройств основана на принципе накопления энергии (см. § 18). Они могут использоваться в качестве импульсных модуляторов генераторов высокой частоты, в квантовой технике и т. д.

Схема ждущего генератора мощных прямоугольных импульсов приведена на рис. 57. По существу, эта схема представляет собой разновидность генератора рис. 49, в котором зарядный резистор заменен дросселем $L_з$ и диодом VD_1, а конденсатор — искусственной линией Z из LC-звеньев, служащей для формирования импульса необходимой длительности и формы.

Работа генератора складывается из двух циклов: зарядного и разрядного.

В паузах между импульсами, когда тринистор VS_1 закрыт, конденсаторы линии заряжаются от источника постоянного напряжения $U_{пит}$ через дроссель $L_з$ и диод VD_1. Использование в зарядной цепи дросселя позволяет получать резонансный заряд конденсаторов линии, поэтому в конце зарядного цикла напряжение на конденсаторах линии $U_{л\,max}$ примерно равно $2U_{пит}$. Таким образом, роль накопителя энергии здесь выполняют конденсаторы искусственной линии. Включение в зарядную цепь диода VD_1 препятствует разряду конденсаторов линии и позволяет сохранить напряжение $U_{л\,max}$ на них до прихода управляющего импульса на тринистор.

Разрядный цикл начинается при подаче управляющего импульса на тринистор VS_1. Тринистор включается, и линия формирования разряжается через тринистор на сопротивлении нагрузки $R_н$, которое должно быть равно волновому сопротивлению линии $\rho_л$, т. е. $R_н = \rho_л$. На нагрузке формируется импульс, длительность которого $\tau_и$ определяется параметрами линии, а амплитуда $U_{вых.и} = 0{,}5U_{л\,max} \approx U_{пит}$. Во время разряда линии через тринистор проходит импульс тока с амплитудой $I_и = U_{л\,max}/(R_н + \rho_л) = U_{вых.и}/R_н$.

Тринистор остается открытым в течение времени $\tau_и$, пока происходит разряд линии. При этом через тринистор, кроме разрядного тока линии, протекает ток от источника $U_{пит}$ через дроссель $L_з$ и диод VD_1. Чтобы тринистор выключился, когда линия полностью разрядится, ток, протекающий через него от источника питания, за время $\tau_и$ не должен успеть возрасти до значения $I_{уд}$. Это выполняется, если индуктивность зарядного дросселя $L_з$ удовлетворяет условию

$$L_з > \tau_и U_{пит}/I_{уд}.$$

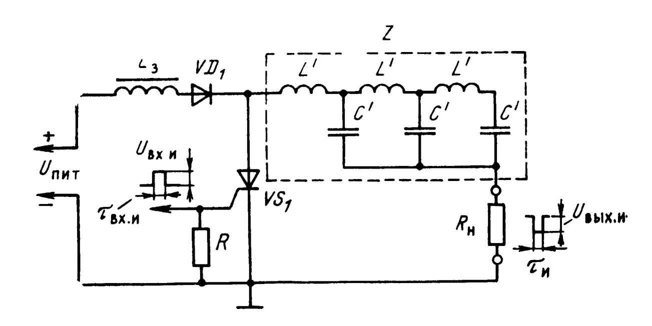


Рис. 57. Схема ждущего генератора мощных прямоугольных импульсов

Элементы схемы генератора при заданных параметрах выходного импульса (длительности $\tau_и$, частоте повторения F и амплитуде $U_{вых.и}$) и известном сопротивлении нагрузки $R_н$ рассчитываются по следующим формулам.

Суммарная емкость линии

$$C_л = \tau_и / 2\, R_н.$$

Суммарная индуктивность линии

$$L_л = \tau_и R_н / 2.$$

Индуктивность зарядного дросселя

$$L_з \leqslant 1/\pi^2 F^2 C_л.$$

Емкость и индуктивность одной ячейки линии

$$C' = C_л / k;\ L' = L_л / k,$$

где k — число ячеек линии. Чем больше k, тем лучше форма выходного импульса приближается к прямоугольной, обычно выбирают $k \geqslant 4 \ldots 6$.

Напряжение источника питания

$$U_{пит} \approx (1{,}15 \ldots 1{,}2)\, U_{вых.и}.$$

Обычно искусственные линии имеют волновые сопротивления $\rho_л = \sqrt{L_л/C_л}$, равные нескольким десяткам ом ($\rho_л = 10 \ldots 80$ Ом). Поэтому для согласования сопротивления нагрузки с волновым сопротивлением линии часто используется повышающий импульсный трансформатор, первичная обмотка которого включается вместо сопротивления нагрузки. Если коэффициент трансформации равен n, то сопротивление нагрузки $R_н$, подключенной ко вторичной обмотке и пересчитанное в первичную обмотку трансформатора, окажется

$$R'_н = R_н / n^2.$$

При использовании трансформатора условием согласования волнового сопротивления искусственной линии и сопротивления нагрузки будет равенство $\rho_л = R'_н$. Применение повышающего импульсного трансформатора позволяет получить напряжение на нагрузке большее, чем напряжение источника питания генератора.

Тринистор для генератора выбирается таким, чтобы его анодное напряжение было $U_{зс} \geqslant 2U_{пит}$, импульсный ток $I_{ос.п} \geqslant I_и$, а средний ток $I_{ос} \geqslant I_и F \tau_и$.

Длительность внешних управляющих импульсов $\tau_{вх.и}$ должна быть $\tau_{вх.и} \geqslant t_{у.вкл}$, где $t_{у.вкл}$ — время включения тринистора.

21. Счетчики импульсов

Динисторы и тринисторы нашли широкое применение в различных счетных устройствах, обладающих рядом существенных преимуществ по сравнению с транзисторными. Тиристорные счетчики более стабильны в работе при изменении напряжения питания и температуры, в них используется меньшее количество элементов, и они имеют бóльшую надежность. Кроме того, большой коэффициент усиления по мощности тринисторов позволяет включать нагрузку (сигнальные лампы, цифровые индикаторы, электромагнитные реле и т. д.) непосредственно в цепь счетчика.

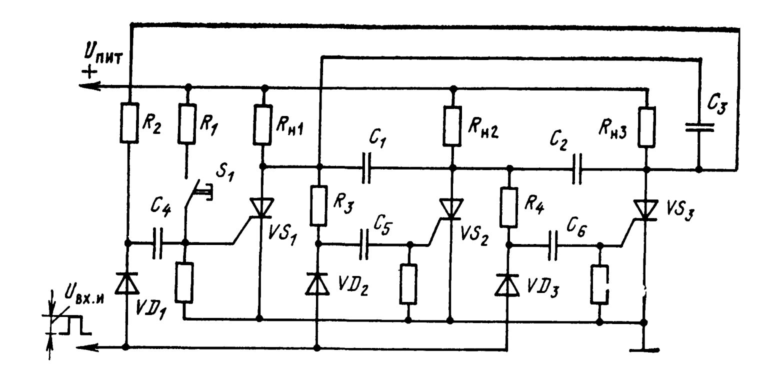


Рис. 58. Схема кольцевого счетчика импульсов на тринисторах с установкой исходного состояния с помощью кнопки

Различные варианты схем счетчиков используют способность приборов работать в триггерном (бистабильном) режиме. На рис. 58 приведена одна из возможных схем трехкаскадного кольцевого счетчика на тринисторах. Счетчик последовательно переключает нагрузки при поступлении на вход очередного импульса. Продолжительность работы каждой нагрузки определяется временным интервалом между подаваемыми входными импульсами. Параллельно нагрузкам могут быть подключены неоновые лампы, позволяющие визуально контролировать работу счетчика.

После включения напряжения питания $U_{пит}$ тринисторы VS_1—VS_3 остаются закрытыми, нагрузки $R_{н1}$—$R_{н3}$ обесточены. Обратное смещение на диодах VD_1—VD_3 практически равно напряжению источника питания $U_{пит}$. Для установки счетчика в исходное состояние следует кратковременно нажать кнопку S_1, при этом откроется тринистор VS_1 и включится нагрузка $R_{н1}$. Обратное напряжение на диоде VD_2 станет равным $U_{ос1}$, т. е. падению напряжения на открытом тринисторе VS_1, а на диодах VD_1 и VD_3 сохранится прежним, равным $U_{пит}$. Коммутирующий конденсатор C_1, подключенный к аноду тринистора VS_1, через сопротивление нагрузки $R_{н2}$ и открытый прибор VS_1 зарядится до напряжения $U_{C1} \approx U_{пит}$.

Первый входной переключающий импульс, амплитуда $U_{вх.и}$ которого должна быть $U_{вх.и} \geqslant U_{у.от.и}$ и, кроме того, удовлетворять условию $U_{пит} > U_{вх.и} > U_{ос1}$, проходит только через диод VD_2 и открывает тринистор VS_2. Напряжением коммутирующего конденсатора C_1 тринистор VS_1 выключится. Нагрузка $R_{н1}$ отключится от источника питания, к которому теперь подключится нагрузка $R_{н2}$. Обратное смещение на диоде VD_3 уменьшится и станет равным $U_{ос2}$, а на диодах VD_1 и VD_2 — равным $U_{пит}$.

Следующий входной импульс пройдет теперь через диод VD_3, откроет тринистор VS_3 и подключит к источнику питания нагрузку $R_{н3}$. Напряжением коммутирующего конденсатора C_2 тринистор VS_2 выключится и нагрузка $R_{н2}$ обесточится. Таким образом, последовательно подаваемые входные импульсы будут переключать нагрузки в таком порядке: $R_{н1}$—$R_{н2}$—$R_{н3}$—$R_{н1}$—$R_{н2}$—$R_{н3}$... и т. д. Число счетных ячеек не ограничивается тремя и может быть в принципе выбрано любым.

Прямое напряжение тринисторов в закрытом состоянии должно удовлетворять условию (2), а ток каждой нагрузки (т. е. анодный ток тринисторов) — требованию (5). Сопротивление резистора R_1 рассчитывается по формуле (8), а коммутирующие конденсаторы (C_1—C_3) — по формуле (18). Сопротивления резисторов R_2—R_4 выбираются в пределах нескольких десятков килоом, чтобы свести к минимуму дополнительную нагрузку на источник входных импульсов. Емкость конденсаторов C_4—C_6 выбирается в пределах 0,01 ... 0,1 мкФ. Диоды VD_1—VD_3 должны пропускать относительно небольшой ток, равный импульсному току $I_{у.от.и}$ управления тринистора, и иметь обратное напряжение $U_{обр} \geqslant U_{пит}$.

Широкое применение в аппаратуре отображения информации, счетных устройствах и измерительных приборах находят цифровые газоразрядные индикаторные лампы тлеющего разряда (серии ИН), у которых электроды внутри стеклянного баллона выполнены в виде цифр от 0 до 9.

Используя тринисторы с высоким прямым напряжением (не менее 200 В), можно создавать устройства, где электроды газоразрядных промежутков цифрового индикатора включаются непосредственно в анодные цепи тринисторов и при отпирании одного из них начинается свечение соответствующей цифры.

На рис. 59 представлена схема десятичного кольцевого счетчика на тринисторах с цифровым газоразрядным индикатором HG_1. Тринисторы VS_0—VS_9 с соответствующими элементами составляют десять счетных ячеек. Тринистор VS_{10} выполняет вспомогательную роль и предназначен для выключения тринистора VS_9. Тринисторы VS_0—VS_9 включаются последовательно с разрядными промежутками индикатора HG_1. Если тринистор закрыт, то соответствующая цифра не горит, так как в этом случае приложенное к лампе напряжение недостаточно для возникновения разряда.

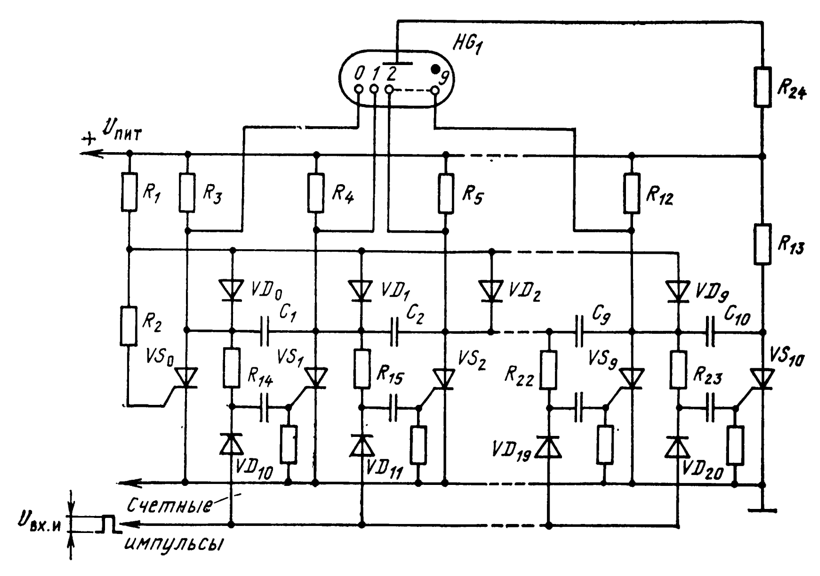


Рис. 59. Схема кольцевого счетчика импульсов на тринисторах с цифровым газоразрядным индикатором

Исходное состояние счетчика устанавливается автоматически: после подачи напряжения источника питания $U_{пит}$ через резисторы R_1, R_2 и цепь управляющего электрода тринистора VS_0 начинает протекать ток, отпирающий этот прибор, и соответствующий разрядный промежуток лампы оказывается под напряжением $U_{пит}$; на индикаторной лампе загорается цифра «0» (нулевой разряд). Остальные тринисторы в исходном состоянии закрыты. Коммутирующий конденсатор C_1 заряжается практически до напряжения источника питания $U_{C1} \approx U_{пит}$. При открытом тринисторе VS_0 диод VD_0 шунтирует цепь управления этого прибора; ток управляющего электрода резко уменьшается и становится меньше значения $I_{у.нот}$. Кроме того, при открытом тринисторе VS_0 обратное напряжение на диоде VD_{10} становится равным напряжению $U_{ос}$ тринистора VS_0, в то время как обратное напряжение на диодах VD_{11}—VD_{20} равно напряжению источника питания $U_{пит}$.

Первый импульс, поступающий на вход устройства, сможет пройти только через диод VD_{10}, если его амплитуда $U_{вх\,и}$ удовлетворяет условию

$$U_{пит} > U_{вх.и} > U_{ос}.$$

Этот импульс откроет тринистор VS_1, который с помощью коммутирующего конденсатора C_1 выключит тринистор VS_0. На индикаторной лампе цифра «0» гаснет и загорается цифра «1» (первый разряд). После отпирания тиристора VS_1 цепь управляющего электрода прибора VS_0 по-прежнему остается зашунтированной, но теперь уже диодом VD_1, и, следовательно, тринистор VS_0 не может быть открыт током, протекающим через резисторы R_1 и R_2. Обратное напряжение на диоде VD_{11} уменьшится до значения $U_{ос}$ тринистора VS_1, а на диодах VD_{10}, VD_{12}—VD_{20} оно будет равно напряжению $U_{пит}$.

Каждый поступающий счетный импульс (до девятого включительно) точно таким же образом переключает очередные разряды счетчика: выключает проводящий тринистор и включает следующий за ним закрытый. Переключаемые тринисторы коммутируют соответствующие электроды газоразрядной лампы. При этом тринистор VS_0 остается закрытым, так как его цепь управления все время шунтируется одним из диодов VD_0—VD_9, соответствующим открытому тринистору.

При поступлении десятого импульса включается тринистор VS_{10}. В анодной цепи этого прибора нет диода, шунтирующего резистор R_2, и поэтому при его отпирании не только выключается тринистор VS_9, но и вновь открывается тринистор нулевого разряда VS_0 и загорается цифра «0» на индикаторной лампе. Сопротивление анодного резистора R_{13} выбирается таким, чтобы выполнялось условие $U_{пит}/R_{13} < I_{уд10}$, поэтому после перезаряда коммутирующего конденсатора C_{10} тринистор VS_{10} также закрывается. Счетчик возвращается в исходное состояние.

Для устойчивой работы счетчика необходимо исключить возможность ложного включения тринистора нулевого разряда VS_0. Хотя резистор R_2 и шунтируется одним из диодов VD_0—VD_9, управляющий ток тринистора VS_0 тем не менее не равен нулю. Значение этого тока $I_{у0}$ определяется напряжением $U_{ос}$ на аноде открытого тринистора, падением напряжения $U_д$ на проводящем диоде, который соответствует этому тринистору, и сопротивлением резистора R_2, т. е.

$$_0 = (U_{ос} + U_д)/R_2.$$

Из полученного соотношения, если учитывать, что ток I_{y0} должен быть $I_{y0} \leqslant \leqslant I_{у.пот}$, определяется сопротивление резистора R_2.

Суммарное сопротивление резисторов R_1+R_2 рассчитывается по формуле (8), а емкости коммутирующих конденсаторов C_1—C_{10} по формуле (18). Диоды VD_{10}—VD_{20} и резисторы R_{14}—R_{23} выбираются так же, как и в предыдущем устройстве. Прямое напряжение тринисторов в закрытом состоянии должно удовлетворять условию (2). Обычно ток горения $I_г$ индикаторной лампы не превышает единиц миллиампер (определяется резистором R_{24}), поэтому сопротивления анодных резисторов R_3—R_{12}, которые включены параллельно соответствующим газоразрядным промежуткам лампы, должны обеспечивать ток в каждом из тринисторов VS_0—VS_9 больше удерживающего тока; например, для тринистора VS_1 должно выполняться неравенство

$$U_{пит}/R_4 + I_г > I_{уд1}.$$

Описание счетчика импульсов на динисторах читатель может найти, например, в [5].

Глава 5

УСТРОЙСТВА ДЛЯ СОЗДАНИЯ СВЕТОВЫХ ЭФФЕКТОВ

22. Сигнальные и развлекательные источники света

Устройства, создающие различные световые эффекты, применяются в движущихся рекламах, декоративных установках, световых указателях, бытовых развлекательных установках, для светового оформления новогодних елок и пр. В большинстве таких устройств ранее использовались электромеханические или электронные переключатели, создающие «мигающий» свет с различными интервалами времени «включено» — «выключено». Для этих устройств тринисторы, пожалуй, являются самыми подходящими приборами. По сравнению с электромеханическими преимущества тринисторных переключателей проявляется в том, что последние могут работать в широком диапазоне токов и напряжений, обеспечивая при этом значительно бо́льшую надежность и долговечность, поскольку нет механических контактов, коммутирующих сильноточные цепи. Кроме того, тринисторы способны выдерживать большие броски тока в момент включения ламп накаливания, что позволяет включать лампы непосредственно в анодные цепи приборов.

В каждом устройстве, предназначенном для создания световых эффектов, может использоваться одна или несколько ламп, а также гирлянды, составленные из последовательно соединенных однотипных ламп (например, при напряжении сети 220 В можно составить гирлянду из десяти ламп с напряжением 24 ... 26 В).

Одна из простых схем переключателя показана на рис. 60. Переключатель питается переменным током и в зависимости от своего назначения может подключаться к сети через понижающий трансформатор или непосредственно. Уст-

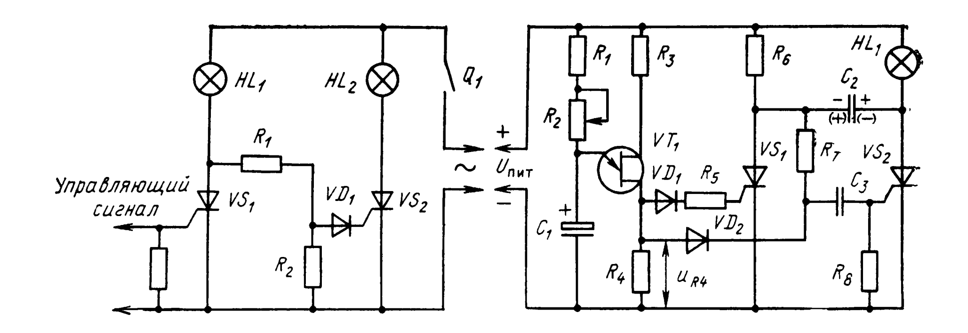


Рис. 60. Схема переключателя для поочередной коммутации двух источников света

Рис. 61. Схема устройства для создания «мигающего» света с одинаковыми интервалами «включено» — «выключено»

ройство поочередно включает лампы накаливания, и в любой момент времени к источнику питания оказывается подключенной только одна лампа: HL_1 или HL_2.

После подачи напряжения питания (выключателем Q_1) и при отсутствии сигнала на управляющем электроде тринистора VS_1 этот прибор остается закрытым, а тринистор VS_2 откроется и загорится лампа HL_2. Тринистор VS_2 проводит в те полупериоды напряжения, когда положителен верхний (по схеме) провод источника, при этом на аноде прибора VS_2 и его управляющем электроде действует положительное напряжение. Значение управляющего тока определяется сопротивлением резистора R_1, которое рассчитывается по формуле (12), чтобы обеспечить включение тринистора VS_2 в начале каждого положительного полупериода напряжения. Пока горит лампа HL_2, через лампу HL_1 протекает небольшой ток управления тринистора VS_2, недостаточный для накала нити лампы, и она остается погашенной.

В таком состоянии (лампа HL_1 погашена, а лампа HL_2 зажжена) устройство находится до тех пор, пока на управляющий электрод тринистора VS_1 не будет подан отпирающий сигнал длительностью не менее нескольких секунд. При этом тринистор VS_1 во время очередного положительного полупериода напряжения включится и загорится лампа HL_1. Одновременно управляющее напряжение, подаваемое на прибор VS_2, снизится до значения $U_{ос1}$, равного падению напряжения на тринисторе VS_1. Условие $U_{ос1}/R_1<I_{у.нот}$ выполняется с запасом, поэтому тринистор VS_2 отпереться не сможет и лампа HL_2 не загорится. Это состояние сохраняется, пока на тринистор VS_1 подается управляющий сигнал. Если управляющий сигнал снять, то устройство возвратится в исходное состояние: тринистор VS_1 закроется в конце очередного положительного полупериода напряжения, лампа HL_1 погаснет, а в следующий положительный полупериод тринистор VS_2 вновь откроется, включив лампу HL_2. Таким образом, лампа HL_2 включена, а лампа HL_1 выключена, когда управляющий сигнал отсутствует, и наоборот, HL_1 включена, а HL_2 выключена при подаче этого сигнала. Через лампы и тринисторы протекает однополупериодный ток, поэтому тринисторы по току и напряжению должны выбираться, как и для выключателя рис. 24. Продолжительность интервала «включено» — «выключено» определяется длительностью внешнего сигнала, и устройство может быть ис-

пользовано, например, в световых указателях типа «пуск» — «остановка», «вниз» — «вверх», «идите» — «стойте» и т. д.

В переключателях, питающихся постоянным током, для управления тринисторами удобно использовать однопереходные транзисторы. При этом удается весьма просто обеспечить широкий диапазон изменения частоты включения света при высокой стабильности интервалов «включено» — «выключено».

В устройстве (рис. 61), создающим мигающий» свет, используется комбинация однопереходного транзистора и двух тринисторов. Лампа накаливания HL_1 включена в анодную цепь тринистора VS_2. Тринистор VS_1 предназначен для выключения тринистора VS_2. Переключатель начинает работать сразу после подачи напряжения питания. Тринисторы VS_1 и VS_2 отпираются поочередно импульсами, вырабатываемыми релаксационным генератором на однопереходном транзисторе (см. § 8). Для правильной работы устройства должна соблюдаться строгая очередность открывания тринисторов. До прихода первого управляющего импульса оба тринистора закрыты. Импульс с резистора R_4 подается одновременно в цепи управления обоих закрытых приборов, однако при этом первым должен включиться тринистор VS_1. Достигается это с помощью диода VD_2 и резистора R_7. При закрытых тринисторах резистор R_7 создает на диоде VD_2 обратное напряжение, примерно равное $U_{пит}$; следовательно, первый импульс, амплитуда которого $U_{R4}<U_{пит}$, на управляющий электрод тринистора VS_2 ие проходит. После отпирания тринистора VS_1 через него и нить лампы HL_1 заряжается конденсатор C_2 (полярность напряжения на нем указана на рисунке без скобок), а обратное напряжение на диоде VD_2 резко уменьшается до значения, равного напряжению $U_{ос1}$ на аноде тринистора VS_1. Если амплитуда импульсов U_{R4} соответствует условию $U_{пит}>U_{R4}>U_{ос\,1}$, то второй импульс пройдет на управляющий электрод тринистора VS_2 и откроет его. Тринистор VS_2 включает лампу HL_1 и напряжением коммутирующего конденсатора C_2 закрывает прибор VS_1. Конденсатор C_2 перезаряжается (полярность напряжения обозначена на рисунке в скобках), а на диод VD_2 вновь подается обратное напряжение, равное $U_{пит}$. Очередной импульс снова отпирает тринистор VS_1, который, в свою очередь, закрывает прибор VS_2, и лампа HL_1 гаснет. С приходом следующих импульсов цикл повторяется. Очевидно, что устройство обеспечивает работу лампы с одинаковыми интервалами «включено» — «выключено».

Продолжительность каждого интервала равна периоду следования импульсов генератора (14) и может регулироваться резистором R_2. Генератор управляющих импульсов рассчитывается по формулам (13)—(16). Резистор R_5 увеличивает входное сопротивление цепи управления тринистора VS_1, когда последний находится в открытом состоянии. Сопротивление резистора R_6 должно обеспечивать выполнение условия (3).

Устройство, схема которого приведена на рис. 62, воспроизводит эффект пламени свечи. К нему можно подключить обычную лампу накаливания или елочную гирлянду, при этом получается «мерцающий» свет, напоминающий свет свечи.

Принцип работы устройства основан на способе питания нагрузки (лампы) в отрицательный и положительный полупериоды напряжения сети. Когда полярность напряжения такова, что отрицателен верхний (по схеме) провод, ток, имеющий форму полусинусоиды, протекает через диод VD_5 и лампу HL_1 только в течение отрицательных полупериодов. При смене полярности напряжения

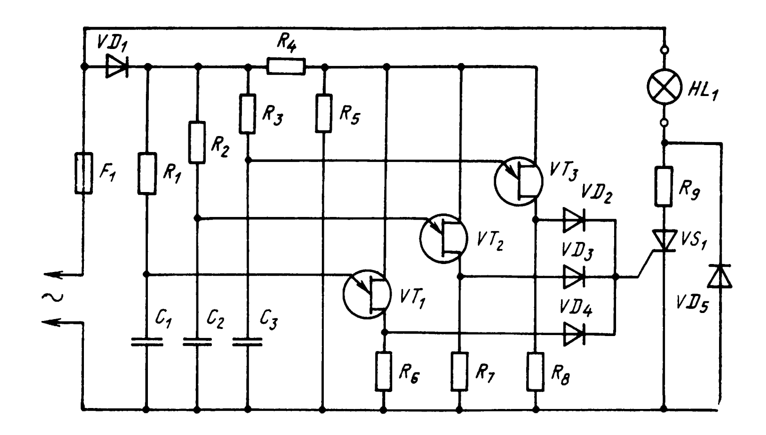


Рис. 62. Схема устройства, создающего эффект мерцающего света

питания (в положительные полупериоды) ток через лампу может проходить только в те полупериоды (или часть их), когда открыт тринистор VS_1. Тринистор управляется тремя релаксационными генераторами на однопереходных транзисторах VT_1—VT_3 (см. § 8), которые работают на немного отличающихся частотах, так что $T_{г1}<T_{г2}<T_{г3}$, где $T_{г1}$, $T_{г2}$, $T_{г3}$ — периоды следования импульсов генераторов на транзисторах VT_1, VT_2, VT_3 соответственно. Период следования импульсов каждого релаксационного генератора определяется соответствующей цепью (14): R_1C_1 — для генератора на VT_1, R_2C_2 — для генератора на VT_2 и R_3C_3 — для генератора на VT_3. Постоянные времени этих цепей должны находиться в соотношении $R_1C_1<R_2C_2<R_3C_3$ и быть достаточно большими· примерно в 20 ... 30 раз превышать период напряжения сети, т. е. составлять 0,4 ... 0,6 с. После включения напряжения питания конденсаторы C_1—C_3 через диод VD_1 и соответствующие резисторы в течение положительных полупериодов напряжения сети начинают заряжаться. Напряжения на конденсаторах u_{C1}—u_{C3}, а следовательно, и на эмиттерах однопереходных транзисторов от периода к периоду постепенно нарастают, причем $u_{C1}>u_{C2}>u_{C3}$. Через некоторое число периодов напряжение u_{C1} на эмиттере VT_1 первым достигнет значения $u_{C1}=U_{Эвкл1}$, транзистор VT_1 откроется, конденсатор C_1 разрядится через цепь эмиттер — база 1 и импульсом, снимаемым с резистора R_6, включится тринистор VS_1. Это может произойти в любой части положительного полупериода, и поэтому ток через лампу и тринистор в общем случае представляет собой часть полусинусоиды. При смене полярности питающего напряжения тринистор закрывается, а в следующие положительные полупериоды конденсатор C_1 начинает вновь заряжаться. Затем через несколько периодов напряжение на конденсаторе C_2 станет равным $u_{C2}=U_{Эвкл2}$ и включится транзистор VT_2, который вновь откроет тринистор VS_1. Еще через некоторое число периодов аналогично включится однопереходный транзистор VT_3 и тринистор снова откроется.

Процесс срабатывания в определенной последовательности релаксационных генераторов и открывания тринистора во время положительных полупериодов напряжения сети будет повторяться. Подобный способ питания лампы накаливания создает в последний эффект «мерцающего» света.

Между анодом тринистора и нагрузкой целесообразно включить резистор (R_9 на схеме), который несколько уменьшает амплитуду импульсов тока через лампу и тем самым улучшает зрительный эффект мерцания. Сопротивление этого резистора не критично и связано с мощностью используемой лампы обратно пропорциональной зависимостью, например при напряжении сети 220 В и мощности лампы 15 ... 40 Вт оно составляет 470 ... 270 Ом.

Релаксационные генераторы питаются положительным пульсирующим напряжением, снимаемым с делителя R_4R_5. Амплитудное значение напряжения на резисторе R_5 не должно превышать междубазового напряжения однопереходных транзисторов (30 В). Конденсаторы C_1—C_3 в эмиттерных цепях генераторов целесообразно выбирать одинаковой емкости, например 0,1 мкФ. Диоды VD_2—VD_4 устраняют влияние выходных сигналов генераторов друг на друга.

Требования к тринистору по току и напряжению аналогичны требованиям, предъявляемым к тринисторам выключателя рис. 25,*б*.

Переключающее устройство (рис. 63) поочередно включает и выключает три источника света (лампы накаливания). Лампы включены в анодные цепи тринисторов и питаются однополупериодным током. Управление тринисторами осуществляется амплитудно-фазовым способом (см. § 7).

После включения устройства в сеть тринисторы VS_1—VS_3 остаются закрытыми. В течение тех полупериодов напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания, конденсаторы C_1—C_3 будут заряжаться через диод VD_4 и соответствующие резисторы R_1—R_6. Напряжения на конденсаторах постепенно возрастают, и в цепи управляющего электрода каждого из тринисторов появится ток $I_у$, значение которого определяется мгновенным напряжением на конденсаторе и сопротивлениями соответствующих резисторов R_7, R_9, R_{11}. Из-за разброса минимального значения отпирающего тока управления отдельных приборов первым включится тринистор, имеющий наименьшее значение тока отпирания. Пусть, например, это будет тринистор VS_1, который включится, когда напряжение на конденсаторе C_1 достигнет значения $u_{C1} = U_{у.от\,min} + I_{у\,от\,min}R_7$ (здесь $U_{у.от\,min}$ и $I_{у.от\,min}$ — минимальные значения отпирающего напряжения и тока управления прибора VS_1 соответственно). При этом загорится лампа HL_1, а конденсатор C_2, который уже успел зарядиться до некоторого напряжения, разрядиться через резистор R_4, диод VD_2 и анодную цепь тринистора VS_1. Тринистор VS_1 будет открываться в течение каждого положительного полупериода напряжения на его аноде до тех пор, пока

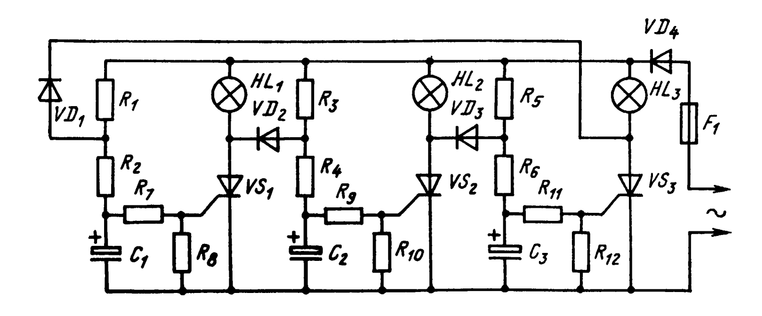


Рис. 63. Схема переключателя, периодически коммутирующего три источника света

не включится тринистор VS_3, поскольку конденсатор C_3 в цепи управления этого прибора продолжает заряжаться. При открывании прибора VS_3 загорится лампа HL_3, а конденсатор C_1 разрядится через резистор R_2, диод VD_1 и анодиую цепь VS_3, и таким образом, тринистор VS_1 в конце очередного положительного полупериода напряжения на аноде выключится и лампа HL_1 погаснет. Конденсатор C_2 вновь начнет заряжаться, и через некоторое время откроется тринистор VS_2, загорится лампа HL_2, а тринистор VS_3 выключится и лампа HL_3 погаснет. Таким образом, открывающийся тринистор шунтирует цепь управления ранее открытого прибора и выключает его.

Процесс поочередного включения ламп HL_1—HL_3—HL_2—HL_1—HL_3—HL_2 и т. д. будет повторяться. Вместо ламп можно включить гирлянды, и если лампы гирлянд расположить так, чтобы они чередовались, то получится эффект «бегущих огней».

Емкости конденсаторов C_1—C_3 выбираются в пределах нескольких десятков микрофарад, а зарядные сопротивления R_1, R_3, R_5 — в пределах 15...30 кОм. Резисторы R_2, R_4, R_6 с сопротивлением несколько десятков ом ограничивают разрядные токи конденсаторов. Резисторы R_7, R_9, R_{11} определяют значения управляющих токов тринисторов, подбором их сопротивлений можно изменять очередность включения тринисторов.

Отметим, что для получения световых эффектов могут также использоваться выключатели, схемы которых приведены на рис. 28,*б* и 30.

23. Импульсные источники света с накопителем энергии

Принцип накопления энергии, понятие о котором было дано в § 18, позволяет от маломощного источника питания получать мощные световые вспышки. На этом принципе основана работа устройства (рис. 64), создающего «мигающий» свет.

После включения напряжения питания на базу транзистора VT_1 (через резистор R_1) подается положительное напряжение и транзистор начинает проводить ток, заряжая конденсатор C_1 по цепи: плюс источника — резистор R_4 — открытый транзистор VT_1 — лампа HL_1 — конденсатор C_1 — минус источника. Сопротивление резистора R_4 выбирается таким, чтобы в начальной стадии заряда конденсатора C_1, когда зарядный ток максимален и примерно равен $U_{пит}/R_4$, лампа HL_1 оставалась погашенной. Напряжение на конденсаторе u_{C1} (и в точке *а*) нарастает по экспоненциальному закону. Это напряжение создает в цепи управляющего электрода тринистора VS_1 ток, равный $(u_{C1}+u_л—U_y)/R_2$, где $u_л$ — падение напряжения на погашенной лампе HL_1, а U_y — напряжение между управляющим электродом и катодом тринистора. Когда ток в цепи управления I_y становится достаточным для открывания тринистора, последний включается в проводящее состояние. При этом конденсатор C_1 разряжается через лампу HL_1, диод VD_1 и тринистор VS_1 и лампа

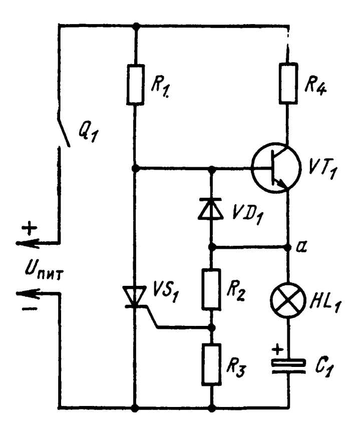


Рис. 64. Схема устройства с накопительным конденсатором для создания «мигающего» света

на короткое время загорается. Таким образом, энергия, запасенная в электрическом поле конденсатора, расходуется на импульсное питание нити лампы накаливания. Падение напряжения на диоде VD_1 от разрядного тока конденсатора включает переход база — эмиттер транзистора VT_1 в обратном направлении, и он закрывается. Сопротивление резистора R_1 выбирается из условия (6), следовательно, когда разрядный ток конденсатора C_1 становится меньше удерживающего тока тринистора, последний выключается. При закрытом тринисторе вновь начинает проводить транзистор, и цикл повторяется.

Продолжительность интервала «включено» в этом устройстве не регулируется. Частота вспышек практически определяется постоянной времени R_4C_1 и сопротивлением резистора R_2. Емкость конденсатора C_1 выбирается в пределах нескольких сотен микрофарад. Напряжение питания устройства 20...25 В. В качестве источника света можно использовать лампу накаливания на напряжение 24...26 В мощностью 15...25 Вт(например, типов СМ26-15, С24-25 и др.).

Такое устройство весьма экономично. может питаться от батареи или аккумулятора, сохраняя работоспособность даже при значительном снижении напряжения питания.

Динисторы и тринисторы применяются в устройствах поджига импульсных газоразрядных ламп (например, типа ИФК-120), которые широко используются в фотографии, стробоскопах, светосигнализации и т. д. Схемное выполнение устройств поджига разнообразно, однако во всех устройствах используется принцип накопления энергии.

В генераторе мощных световых импульсов (рис. 65) поджиг газоразрядной лампы осуществляется от генератора импульсов на динисторе VS_1, который фактически представляет собой генератор импульсов (рис. 47,*а*). После включения устройства в те полупериоды напряжение сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания, основной накопительный конденсатор C_1 заряжается через диод VD_1 и ограничивающий резистор R_1 примерно до амплитудного значения напряжения сети. Одновременно через резистор R_2 (сопротивление которого $R_2 \gg R_1$) относительно медленно заряжается конденсатор C_2, и когда напряжение на нем достигает значения $U_{прк}$ динистора VS_1, последний открывается. Конденсатор C_2 разряжается через динистор и первичную обмотку повышающего трансформатора T_1. Импульс высокого напряжения, появляющийся на вторичной обмотке, поджигает газоразрядную лампу VL_1, че-

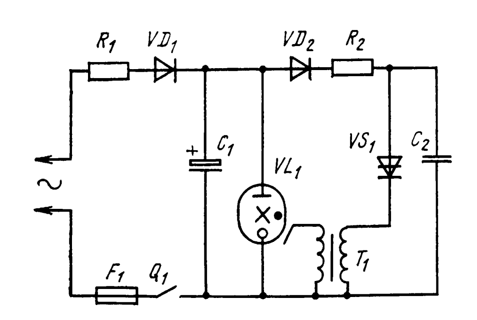


Рис. 65. Схема генератора мощных световых импульсов

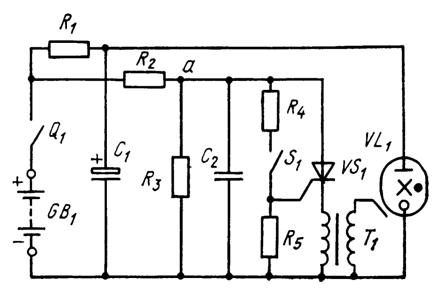


Рис. 66. Схема импульсного источника света (лампа-вспышка)

рез которую разряжается накопительный конденсатор C_1, при этом возникает мощный световой импульс. Затем цикл повторяется.

Частота вспышек лампы VL_1 может регулироваться резистором R_2; она уменьшается при увеличении сопротивления этого резистора.

На рис. 66 показана схема лампы-вспышки, используемой в фотографии. Питание устройства производится от батареи GB_1, а в генераторе поджига использован тринистор VS_1. Принцип работы лампы-вспышки такой же, как и генератора световых импульсов.

После замыкания выключателя Q_1 конденсатор C_1 заряжается до напряжения, равного ЭДС батареи; а конденсатор C_2 — до напряжения, определяемого делителем R_2R_3. Лампа-вспышка срабатывает при кратковременном замыкании синхронконтактов S_1, включенных в цепь управления тринистора VS_1. При этом тринистор открывается и конденсатор C_2 разряжается через него и первичную обмотку трансформатора T_1, на вторичной обмотке которого возникает импульс высокого напряжения, поджигающий лампу VL_1. Через лампу разряжается накопительный конденсатор C_1, и при этом генерируется мощный световой импульс. Когда лампа погаснет, конденсаторы C_1 и C_2 вновь заряжаются, и при очередном замыкании контактов S_1 вспышка повторяется.

Делитель R_2, R_3 выбирается исходя из ЭДС используемой батареи и выбранного типа тринистора таким, чтобы напряжение в точке a было $U_a \leqslant U_{зс}$, а его суммарное сопротивление составляло несколько сотен килоом. Сопротивление резистора R_4 в цепи управления выбирается из условия (8). Электрическая нагрузка на синхроконтакты мала, поскольку через них протекает незначительный ток управляющего электрода тринистора.

Емкость накопительного конденсатора C_1 и напряжение, до которого он заряжается, в обоих устройствах определяют мощность вспышек. Емкость конденсатора C_2 выбирается примерно 0,1 ... 0,5 мкФ.

Глава 6

ВЫПРЯМИТЕЛИ И РЕГУЛЯТОРЫ МОЩНОСТИ НА ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРАХ

24. Выпрямительные устройства

Проводящий тринистор, как и обычный полупроводниковый диод, имеет вентильную характеристику: он представляет небольшое сопротивление для прямого тока и весьма значительное — для обратного. Однако наличие у тринистора третьего, управляющего, электрода придает ему свойства, которых обычный диод не имеет. Действительно, если на управляющий электрод сигнал не подан, то тринистор не проводит ток в обоих направлениях. Это качество тринисторов позволяет создавать на их основе выпрямительные устройства, обладающие свойствами, реализация которых у обычных выпрямителей затруднительна или же невозможна. Так, тринисторные выпрямители позволяют, во-первых, при необходимости автоматически отключать нагрузку и, во-вторых, плавно регулировать выходное напряжение. Тринисторные выпрямители выполняются по известным схемам (одно-, двухполупериодные, мостовые и т. д.),

в которых диоды частично или полностью заменяются тринисторами. Описание одно- и трехфазных схем выпрямителей на тринисторах можно найти, например, в [7].

Для плавного регулирования выходного напряжения в выпрямителях используются принципы фазового управления тринисторами, так что на регулирование практически не затрачивается дополнительной энергии.

В двухполупериодном выпрямителе с регулируемым выходным напряжением (рис. 67) управление тринисторами VS_1 и VS_2 осуществляется импульсно-фазовым способом. Управляющие импульсы формируются релаксационным генератором на однопереходном транзисторе VT_1 (см. § 8) из каждого полупериода переменного напряжения. Для открывания обоих тринисторов в разные полупериоды используется один релаксационный генератор. Генератор питается выпрямленным диодами VD_1 и VD_2 пульсирующим напряжением, которое ограничивается и стабилизируется стабилитроном VD_3, и поэтому имеет трапецеидальную форму. После открывания соответствующего тринистора (VS_1 или VS_2) генератор шунтируется проводящим прибором и выключается. К началу каждого полупериода конденсатор C_1 оказывается разряженным, и, таким образом, генератор синхронизируется с частотой питающей сети.

Угол отпирания тринисторов определяется постоянной времени $(R_1+R_2)C_1$, т. е. задержкой момента включения однопереходного транзистора относительно начала каждого полупериода, и может изменяться примерно от 5 до 180°. Тем самым выходное напряжение регулируется от максимального значения до нуля и имеет хорошую стабильность во всем диапазоне. Расчет релаксационного генератора производится по формулам (13)—(16).

В тринисторных выпрямителях с регулируемым выходным напряжением обычно используются фильтры, начинающиеся с индуктивности или резистора, чтобы уменьшить броски тока через открывающийся тринистор, обусловленные зарядным током конденсаторов фильтра.

Обратные напряжения на тринисторах в выпрямительных устройствах и токи, которые должны пропускать приборы, можно определять по формулам, используемым для расчета соответствующих выпрямительных схем на обычных диодах.

На рис. 68 показана схема бестрансформаторного однополупериодного тринисторного низковольтного выпрямителя. Тринистор здесь выполняет две функ-

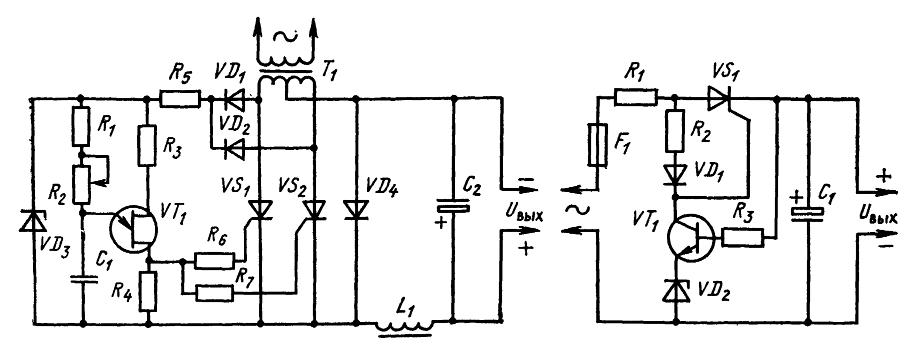


Рис. 67. Схема тринисторного выпрямителя с регулируемым выходным напряжением

Рис. 68. Схема бестрансформаторного низковольтного тринисторного выпрямителя

ции: служит выпрямительным элементом и стабилизирует уровень выходного напряжения. После подачи напряжения питания (220 В) в те полупериоды напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания, тринистор VS_1 открывается и выходной конденсатор C_1 заряжается. Управляющее напряжение на тринистор подается через резистор R_2 и диод VD_1. От этой же цепи выпрямленным однополупериодным напряжением питается транзистор VT_1, который управляет работой тринистора. В эмиттерную цепь транзистора включен стабилитрон VD_2, а на базу через ограничивающий резистор R_3 подается выходное напряжение. Пока выходное напряжение $U_{вых}$ меньше напряжения стабилизации $U_{ст2}$ стабилитрона VD_2, т. е. $U_{вых} < U_{ст2}$, транзистор закрыт и на работу тринистора не влияет. Когда напряжение $U_{вых}$ становится $U_{вых} \gtrsim U_{ст2}$, транзистор открывается и шунтирует цепь управления тринистора, который остается закрытым в течение всего периода переменного напряжения. Если же выходное напряжение снижается до значения $U_{вых} < U_{ст2}$, транзистор закрывается, и при очередном положительном полупериоде напряжения сети вновь включается тринистор и выходной конденсатор C_1 начинает подзаряжаться.

Тринистор VS_1 и диод VD_1 должны иметь обратное напряжение не менее амплитудного значения напряжения сети питания. Напряжение стабилизации стабилитрона определяет выходное напряжение выпрямителя (обычно 10... ...30 В). Резистор R_1 ограничивает анодный ток тринистора и коллекторный ток транзистора до допустимого значения. Сопротивление резистора R_2 рассчитывается по формуле (12). Конденсатор C_1 должен иметь емкость несколько сотен микрофарад.

25. Регуляторы мощности

В цепях переменного тока тринисторы кроме функций простых выключателей могут также одновременно выполнять функции регулирующих элементов. Сравнительно простые способы управления тринисторами в цепях переменного тока обусловили широкое применение этих приборов в устройствах для регулирования напряжения. Такие регуляторы, в которых используются фазовые методы управления тринисторами, позволяют в широких пределах изменять среднее значение напряжения, подводимого к нагрузке. В тринисторных регуляторах отсутствуют подвижные контакты, потери мощности в них минимальны, а необходимая для управления мощность не зависит от мощности, потребляемой нагрузкой. Регуляторы просты, удобны в эксплуатации и не требуют наладки после изготовления.

При фазовом управлении тринисторы открываются и закрываются *синхронно* с переменным напряжением источника питания и подключают последний к нагрузке на определенную, регулируемую часть полупериода переменного напряжения, что осуществляется путем изменения угла отпирания тринистора (см. § 7), и таким образом регулируется среднее значение напряжения на нагрузке.

В регуляторе (рис. 69) используется амплитудно-фазовый способ управления тринистором. Такой регулятор позволяет изменять подводимую к нагрузке мощность от половинного до почти номинального значений.

В те полупериоды напряжения сети, когда положителен нижний (по схеме) провод питания, на аноде тринистора VS_1 действует положительное напряжение

и конденсатор C_1 заряжается через сопротивление нагрузки $R_н$ и резисторы R_1 и R_2. При полностью включенном резисторе R_2 напряжение на конденсаторе C_1 к концу полупериода не должно превышать неотпирающего напряжения управления тринистора, т. е. $u_{C1} \leqslant U_{у.нот}$. В эти полупериоды тринистор остается закрытым, и ток через нагрузку и диод VD_1 протекает только в те полупериоды напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания. При этом к нагрузке подводится половинная мощность, что при напряжении сети 220 В эквивалентно снижению напряжения на нагрузке примерно до 160 В.

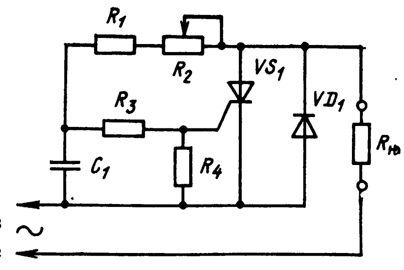


Рис. 69. Схема регулятора мощности на тринисторе и диоде

Если резистор R_2 закорочен, то продолжительность заряда конденсатора C_1 определяется резистором R_1. Сопротивление этого резистора должно быть таким, чтобы конденсатор зарядился до напряжения, равного напряжению отпирания тринистора $u_{C1} \geqslant U_{у.от}$ в начале полупериода. Тринистор VS_1 открывается и проводит ток почти в течение всего положительного полупериода напряжения на аноде. Теперь через нагрузку ток протекает в оба полупериода и к ней подводится почти номинальная мощность.

Значение среднего тока тринистора VS_1 и диода VD_1 должно быть не менее $0{,}32\ U_m/R_н$. В регуляторе можно использовать тринистор с ненормируемым обратным напряжением. Прямое напряжение тринистора в закрытом состоянии, а также обратное напряжение диода должны быть не менее амплитудного значения напряжения сети U_m.

Тринисторные регуляторы с амплитудно-фазовым управлением обеспечивают невысокую стабильность напряжения на нагрузке, что объясняется нестабильностью угла отпирания тринистора.

Широкое распространение нашли регуляторы, использующие выключатель с диодным мостом и тринистором (рис. 25,*а*) и позволяющие изменять мощность в нагрузке от нуля до максимального значения. Нагрузка в регуляторах такого типа может включаться в цепь переменного или постоянного (пульсирующего) тока. Управление тринисторами осуществляется амплитудно- или импульсно-фазовым способами.

Две схемы регуляторов, основу которых составляют выключатели (рис. 25,*а*), показаны на рис. 70. В обоих устройствах тринисторы управляются импульсно-фазовым способом. В регуляторе рис. 70,*а* в цепи управления тринистором используется динистор VS_2 (вместо динистора можно применить стабилитрон), а в регуляторе рис. 70,*б* — однопереходный транзистор VT_1. Угол отпирания φ тринистора в каждом регуляторе определяется интервалом времени от начала положительного полупериода напряжения на его аноде до момента, когда экспоненциально нарастающее напряжение на конденсаторе C_1 становится достаточным для срабатывания ключевого прибора в цепи управления. Таким образом, тринистор можно включать в течение какой-то части каждого полупериода переменного напряжения.

Регулятор (рис. 70,*а*) работает следующим образом. После подачи напряжения питания (замыкания выключателя Q_1) в те полупериоды напряжения

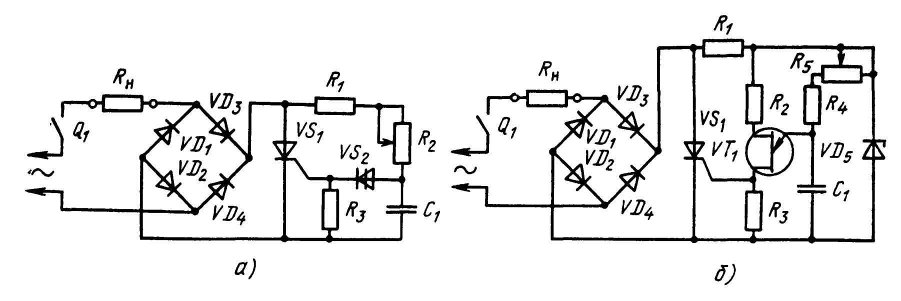


Рис. 70. Схемы регуляторов мощности с диодным мостом и тринистором и ключевыми приборами в цепи управления: динистором (*а*), однопереходным транзистором (*б*)

сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания, конденсатор C_1 заряжается через цепь: сопротивление нагрузки $R_н$, диод VD_3, резисторы R_1, R_2 и диод VD_2. Когда напряжение на C_1 достигнет значения, равного $U_{прк}$ динистора VS_2, последний откроется, конденсатор разрядится через динистор и цепь управляющего электрода тринистора VS_1, который при этом включится. После открывания тринистора напряжение сети, за вычетом падения напряжения на открытом тринисторе и диодах VD_2 и VD_3, включенных в прямом направлении, окажется приложенным к нагрузке. В конце полупериода тринистор закрывается и ток в нагрузке становится равным нулю. В следующий полупериод оказывается положительным нижний провод питания; теперь конденсатор C_1 заряжается через диод VD_4, резисторы R_1, R_2, диод VD_1, сопротивление нагрузки $R_н$, и процессы в регуляторе повторяются.

Момент открывания тринистора, т. е. значение угла φ, определяется постоянной времени $(R_1+R_2)C_1$ и напряжением переключения динистора. Угол отпирания φ можно регулировать переменным резистором R_2 в течение каждого полупериода напряжения сети питания примерно от 10 до 170° и, таким образом, плавно изменять подводимую к нагрузке мощность почти от нуля (резистор R_2 полностью включен) до номинального значения (резистор R_2 закорочен).

При открывании тринистора последний шунтирует свою цепь управления, предотвращая бесполезное рассеивание мощности на ее элементах.

Аналогично работает и регулятор с однопереходным транзистором (рис. 70,*б*), обеспечивающий значительно лучшую стабильность напряжения на нагрузке. Конденсатор C_1 времязадающей цепочки релаксационного генератора на однопереходном транзисторе (см. § 8) заряжается напряжением, которое стабилизировано стабилитроном VD_5. Мощность, подводимая к нагрузке, регулируется резистором R_5 примерно в тех же пределах, что и в предыдущем устройстве.

Рассмотренные тринисторные регуляторы, как правило, используются для *уменьшения* напряжения на нагрузке, номинальное напряжение которой должно быть не менее напряжения питающей сети, и обычно применяются в устройствах для изменения яркости ламп, для плавного регулирования мощности электронагревательных элементов, в цепях питания электродвигателей и т. д.

В отличие от ранее рассмотренной схемы рис. 69 в последних двух регуляторах тринистор имеет одинаковые углы отпирания в обоих полупериодах,

и поэтому в нагрузке протекает ток симметричной формы (без постоянной составляющей).

Форма напряжения на нагрузке в тринисторном регуляторе в общем случае представляет собой усеченную синусоиду, поэтому при работе регулятора (особенно на активную нагрузку) возникают интенсивные гармоники частоты сети. Для предотвращения проникновения в сеть гармонических составляющих ставятся LC-фильтры.

Рассмотрим тринисторный регулятор числа оборотов электродвигателя. Универсальные электродвигатели с последовательным возбуждением широко используются в различного рода электроинструментах, миксерах, пылесосах и во многих других устройствах. Плавное регулирование числа оборотов такого электродвигателя с одновременной автоматической стабилизацией их при выбранном режиме работы может производиться с помощью тринисторного регулятора, схема которого приведена на рис. 71.

Основу регулятора составляет тринистор, управляемый амплитудно-фазовым способом. Тринистор VS_1 включен последовательно с двигателем M_1, который, таким образом, питается однополупериодным током. Принцип действия регулятора основан на сравнении противо-ЭДС $u_д$, возникающей на зажимах двигателя из-за остаточной намагниченности и пропорциональной скорости вращения вала, с опорным напряжением $U_{оп}$. В регуляторе осуществляется выделение разностного сигнала $u_у = U_{оп} - u_д$, который используется для фазового управления тринистором, что и обеспечивает возможность регулирования мощности, подводимой к электродвигателю.

Опорное напряжение $U_{оп}$ определяется положением движка переменного резистора R_2. Из-за диода VD_1 ток через резисторы R_1—R_3 протекает лишь полпериода, и напряжение $u_{оп}$ достигает амплитудного значения в момент, когда напряжение питающей сети проходит через максимум. Если остаточная противо-ЭДС $u_д$ двигателя больше, чем амплитудное значение $U_{оп}$ (т. е. если скорость вращения превышает некоторое установленное значение), то диод VD_2 оказывается включенным в обратном направлении ($U_{оп} - u_д < 0$) и сигнал на управляющий электрод тринистора VS_1 не поступает. Прибор остается закрытым, следовательно, напряжение питания на двигатель в данный полупериод не подается. Когда скорость вращения двигателя снизится настолько, что противо-ЭДС станет меньше, чем $U_{оп}$ (т. е. $U_{оп} - u_д > 0$), диод VD_2 окажется включенным в прямом направлении и на управляющий электрод тринистора поступит отпирающий сигнал. Тринистор откроется, и напряжение питания, соответствующее данному полупериоду, будет подано на двигатель.

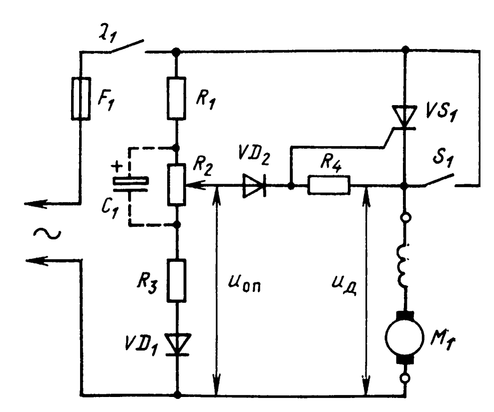


Рис. 71. Схема регулятора — стабилизатора скорости двигателя

Наибольший угол отпирания тринистора в этом регуляторе составляет $\varphi = 90°$, при этом к двигателю подводится наименьшая мощность. Если нагрузка на вал двигателя возрастает, так что скорость вращения и противо-ЭДС

снижаются, то тринистор отпирается с меньшей задержкой, увеличивая, таким образом, подводимую к двигателю мощность.

Следует заметить, что в случае небольшой нагрузки на вал и при положении потенциометра R_2, соответствующем малой скорости двигателя (крайнее нижнее по схеме), последний за четверть периода ($\varphi=90°$), в течение которого к нему подводится мощность, может сильно увеличить свою скорость. В дальнейшем пройдет много периодов, прежде чем скорость двигателя снизится до установленного значения и тринистор вновь сможет открыться. В результате нарушается заданный режим работы, появляется характерный шум «качания» двигателя. Для устранения этого нежелательного эффекта необходимо уменьшить интервал времени, в течение которого мощность подводится к двигателю, т. е. сделать угол отпирания $\varphi>90°$. Как ранее указывалось, это реализуется с помощью фазосдвигающей RC-цепи. В рассматриваемом регуляторе в схему добавляется конденсатор C_1 (емкостью порядка нескольких микрофарад), и тогда напряжение на движке резистора R_2 будет сдвинуто по фазе на угол, определяемый постоянной времени цепи $(R_1+R_2+R_3)C_1$ относительно напряжения сети.

Сопротивление резистора R_1 выбирается из условия (12) для получения необходимого управляющего тока при наибольшей мощности, подводимой к двигателю. Суммарное сопротивление резисторов R_1+R_2 должно обеспечить нужный ток управления при наименьшей подводимой к двигателю мощности. Выключатель S_1 позволяет отключить регулятор от двигателя.

В заключение отметим, что в рассмотренном устройстве тринистор выполняет несколько функций: во-первых, ключа «включено» — «выключено», во-вторых регулятора мощности, поступающей к двигателю, и, в-третьих, исполнительного элемента в цепи обратной связи, стабилизирующей скорость двигателя.

Приложение

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ДИНИСТОРОВ ТИПОВ КН102А—КН102И

Таблица П1

Параметр	Значения параметров приборов						
	КН102А	КН102Б	КН102В	КН102Г	КН102Д	КН102Ж	КН102И
Наибольшее прямое напряжение, В	5	7	10	14	20	30	50
Импульсное отпирающее напряжение, не менее, В	20	28	40	56	80	120	150
Амплитуда импульса помехи, не более, В	2	3	4	6	8	12	15

Для динисторов этого типа

Ток переключения не более	5 мА
Удерживающий ток (при температуре —40°C) не более	15 мА
Ток в закрытом состоянии (при температуре +20°C) не более	0,1 мА
Напряжение в открытом состоянии не более	1,5 В
Наибольшее обратное напряжение	10 В
Обратный ток не более	0,5 мА
Наибольший ток в открытом состоянии:	
постоянный	200 мА
импульсный (при среднем токе не более 200 мА) при длительности импульса:	
не более 10 мс	2 А
не более 10 мкс	10 А
Время включения не более	0,5 мкс
Время выключения не более	40 мкс
Длительность отпирающего импульса (при длительности фронта не более 0,6 мкс) не менее	2 мкс
Долговечность не менее	5000 ч
Масса не более	2 г

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ101А—КУ101Е

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В	Наибольшее обратное напряжение, В
КУ101А	50	10
КУ101Б	50	50
КУ101Г	80	80
КУ101Е	150	150

Для тиристоров этого типа

Ток в закрытом состоянии и обратный ток (при температуре +25°C) не более	0,3 мА
Постоянный отпирающий ток управления	0,05...7,5 мА
Постоянное отпирающее напряжение управления	0,25...10 В
Удерживающий ток	0,5...25 мА
Напряжение в открытом состоянии не более	2,5 В
Наибольший ток в открытом состоянии:	
постоянный (или средний)	75 мА
в импульсе[1]	1 А
Наибольший постоянный ток управляющего электрода	15 мА
Обратное постоянное напряжение на управляющем электроде не более	2 В
Наибольшая импульсная мощность на управляющем электроде (при длительности импульсов до 10 мкс и средней мощности не более 25 мВт)	0,5 Вт
Рассеиваемая средняя мощность не более	0,15 Вт
Время включения по управляющему электроду не более	2 мкс
Время выключения не более	35 мкс
Долговечность не менее	5000 ч
Масса не более	2,5 г

---

[1] При длительности импульса не более 10 мкс и среднем токе, не превышающем 5 мА.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ104А—КУ104Г

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В
КУ104А	15
КУ104Б	30
КУ104В	60
КУ104Г	100

Для тиристоров этого типа

Ток в закрытом состоянии [1] не более	0,12 мА
Обратное постоянное напряжение не более	6 В
Импульсный отпирающий ток управления [1] не более	15 мА
Импульсное отпирающее напряжение управления [1] не более	2 В
Удерживающий ток не более	20 мА
Напряжение в открытом состоянии не более	2 В
Наибольший ток в открытом состоянии:	
постоянный (или средний)	100 мА
импульсный при длительности импульса:	
до 10 мкс	3 А
до 100 мкс	1 А
до 1 мс	0,5 А
Наибольший импульсный ток управляющего электрода [2]	30 мА
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии при частоте до 50 Гц	10 В/мкс
Рассеиваемая средняя мощность не более	200 мВт
Время включения по управляющему электроду не более	0,3 мкс
Время выключения не более	2,5 мкс
Долговечность не менее	10 000 ч
Масса не более	1,2 г

[1] При температуре окружающей среды +25° С.
[2] При длительности импульса до 10 мкс.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ГИБРИДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ106А—КУ106Г

Параметры триодных тиристоров

Наибольшее прямое напряжение:	
для КУ106А, КУ106Б	50 В
для КУ106В, КУ106Г	100 В
Наибольшее постоянное обратное напряжение	10 В
Ток в закрытом состоянии не более	10 мкА
Удерживающий ток не более	10 мА
Постоянный отпирающий ток управления	10 мА
Наибольший постоянный ток управляющего электрода	100 мА
Наибольшее постоянное обратное напряжение на управляющем электроде	3 В
Наибольшее неотпирающее напряжение управления	0,4 В
Напряжение в открытом состоянии (при токе 100 мА) не более	2 В

Наибольший ток в открытом состоянии [1]:
- постоянный (или средний) . . . . 75 мА
- импульсный (при длительности импульса до 500 мкс) . 1 А

Рассеиваемая средняя мощность [1] не более . . . . 0,4 Вт
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии . . . . 10 В/мкс
Время включения по управляющему электроду не более . 1 мкс
Время выключения не более . . . . 25 мкс

Параметры однопереходного транзистора

Междубазовое напряжение не более . . . . 30 В
Коэффициент передачи [1]:
- для КУ106А, КУ106В . . . . 0,5...0,7
- для КУ106Б, КУ106Г . . . . 0,65...0,85

Ток включения не более . . . . 10 мкА
Наибольший ток эмиттера [1]:
- постоянный (или средний) . . . . 50 мА
- импульсный (при длительности импульса до 10 мкс) . 1 А

Междубазовое сопротивление . . . . 4...12 кОм
Долговечность гибридных тиристоров не менее . . . 15 000 ч
Масса гибридных тиристоров не более . . . . . . 1,5 г

---

[1] При температуре окружающей среды не выше +35° С.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ109А—КУ109Г

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В
КУ109А	700
КУ109Б	600
КУ109В	600
КУ109Г	500

Для тиристоров этого типа

Ток в закрытом состоянии не более . . . . 0,7 мА
Наибольшее постоянное обратное напряжение . . . . 50 В
Постоянный отпирающий ток управления не более . . 0,1 А
Постоянное отпирающее напряжение управления не более 3 В
Напряжение в открытом состоянии не более . . . . 2 В
Наибольший ток в открытом состоянии:
- постоянный . . . . 3 А
- импульсный . . . . 12 А

Наибольший импульсный ток управляющего электрода . 2 А
Наибольшее постоянное обратное напряжение на управляющем электроде . . . . 30 В
Время выключения не более . . . . 50 мкс

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ110А—КУ110В

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В
КУ110А	300
КУ110Б	200
КУ110В	100

Для тиристоров этого типа

Ток в закрытом состоянии[1] не более	75 мкА
Постоянный отпирающий ток управления[1] не более . .	0,1 мА
Постоянное отпирающее напряжение управления[1] . . .	0,3...0,6 В
Удерживающий ток[1] не более	3,5 мА
Напряжение в открытом состоянии[1] не более . . .	2 В
Наибольший ток в открытом состоянии:	0,3 А
постоянный (или средний)	0,6 А
импульсный (при длительности импульса не более 5 мс)	10 В
Наибольшее постоянное обратное напряжение	
Наибольший постоянный ток управляющего электрода .	50 мА
Время включения по управляющему электроду не более	1 мкс
Время выключения не более	40 мкс
Долговечность не менее	15 000 ч
Масса не более	1,5 г

[1] При температуре окружающей среды +25° С.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ201А—КУ201Л

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В	Наибольшее обратное напряжение, В
КУ201А	25	—
КУ201Б	25	25
КУ201В	50	—
КУ201Г	50	50
КУ201Д	100	—
КУ201Е	100	100
КУ201Ж	200	—
КУ201И	200	200
КУ201К	300	—
КУ201Л	300	300

Для тиристоров этого типа

Ток в закрытом состоянии и обратный ток[1] не более .	5 мА
Постоянный отпирающий ток управления[2] не более . .	100 мА
Постоянное отпирающее напряжение управления[2] не более	7 В
Удерживающий ток[2] не более	100 мА
Напряжение в открытом состоянии[2] (при токе 2 А) не более	2,5 В
Наибольший ток в открытом состоянии:	
постоянный (или средний)	2 А
в импульсе[3]	10 А
Наибольший импульсный ток управления[4]	350 мА
Наибольшая импульсная мощность на управляющем электроде	1 Вт
Рассеиваемая средняя мощность[5] не более	4 Вт
Время включения по управляющему электроду не более	10 мкс
Время выключения не более	35 мкс
Долговечность не менее	5000 ч
Масса не более	18 г

[1] При прямом и обратном напряжениях на 20% выше номинальных значений.
[2] При температуре окружающей среды —60° С.
[3] При длительности импульса не более 10 мс и среднем токе до 1 А. При импульсах длительностью до 50 мкс с частотой не более 50 Гц допускается амплитуда тока до 30 А.
[4] При длительности импульса не более 50 мкс.
[5] При температуре корпуса до +50° С.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ202А—КУ202Н

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В	Наибольшее обратное напряжение, В
КУ202А	25	—
КУ202Б	25	25
КУ202В	50	—
КУ202Г	50	50
КУ202Д	100	—
КУ202Е	100	100
КУ202Ж	200	—
КУ202И	200	200
КУ202К	300	—
КУ202Л	300	300
КУ202М	400	—
КУ202Н	400	400

Для тиристоров этого типа

Параметр	Значение
Ток в закрытом состоянии и обратный ток[1] не более . .	10 мА
Постоянный отпирающий ток управления не более . .	100 мА
Постоянное отпирающее напряжение управления не более	5 В
Удерживающий ток[2] не более	300 мА
Напряжение в открытом состоянии (при токе 10 А) не более	2 В
Наибольший ток в открытом состоянии:	
постоянный (или средний)	10 А
в импульсе[3]	30 А
Наибольший постоянный ток управления	300 мА
Наибольший импульсный ток управления[4]	500 мА
Неотпирающий ток управления не более	2,5 мА
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии не более	5 В/мкс
Наибольшая импульсная мощность на управляющем электроде	1,5 Вт
Рассеиваемая средняя мощность (при температуре корпуса	20 Вт
до +50°С) не более	10 мкс
Время включения по управляющему электроду не более	
Время выключения не более	150 мкс
Долговечность не менее	8000 ч
Масса не более	18 г

[1] При прямом и обратном напряжениях на 20% выше номинальных значений.
[2] При температуре —60° С.
[3] При длительности импульса не более 10 мс и среднем токе до 5 А. При импульсах длительностью до 50 мкс с частотой не более 50 Гц допускается амплитуда тока до 50 А.
[4] При длительности импульса не более 50 мкс.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ203А—КУ203И

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В	Наибольшее обратное напряжение, В
КУ203А	50	2
КУ203Б	100	2
КУ203В	150	2
КУ203Г	200	2
КУ203Д	50	50
КУ203Е	100	100
КУ203Ж	150	150
КУ203И	200	200

Для тиристоров этого типа

Ток в закрытом состоянии и обратный ток не более . .	20 мА
Импульсный отпирающий ток управления [1] не более . .	1 А
Импульсное отпирающее напряжение управления [1] не более	10 В
Напряжение в открытом состоянии [1] не более	2,5 В
Наибольший ток в открытом состоянии:	
постоянный (или средний)	5 А
импульсный [2]	100 А
Наибольший ток управляющего электрода:	
постоянный	0,35 А
импульсный [3]	1,2 А
Неотпирающий ток управления не более	2 мА
Обратное напряжение на управляющем электроде не более	1 В
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии	20 В/мкс
Наибольшая средняя мощность на управляющем электроде	1,75 Вт
Рассеиваемая средняя мощность [4] не более	20 Вт
Время включения по управляющему электроду не более	3 мкс
Время выключения не более	12 мкс
Долговечность не менее	10 000
Масса с фланцем не более	41,5 г

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСНЫХ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ216А—КУ216В

Таблица П2.

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В	Наибольшее обратное напряжение, В	Импульсный ток, А	Наибольшая рабочая частота, Гц
КУ216А	800	400	90	3000
КУ216Б	800	400	70	1000
КУ216В	600	300	50	700

Для тиристоров этого типа

Ток в закрытом состоянии и обратный ток не более . .	0,5 мА
Напряжение в открытом состоянии не более	2 В
Удерживающий ток (импульсный) не более	5 А
Импульсный отпирающий ток управления	2...4 А
Импульсное отпирающее напряжение управления не более	20 В
Наибольший ток в открытом состоянии:	
постоянный (или средний)	5 А
импульсный	100 А
Наибольшее неотпирающее напряжение управления . .	0,05 В
Рассеиваемая средняя мощность не более	10 Вт
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии	50 В/мкс
Наименьшая длительность отпирающего импульса тока управления	0,5 мкс
Время включения по управляющему электроду не более	0,15 мкс
Время выключения:	
для КУ216А не более	20 мкс
для КУ216Б, КУ216В не более	80 мкс

[1] При температуре —60° С.
[2] При длительности импульса до 50 мкс и среднем токе не более 0,5 А.
[3] При длительности импульса до 3 мкс.
[4] При температуре корпуса до +60° С.

Список литературы

1. **Замятин В. Я., Кондратьев Б. В.** Тиристоры. — М.: Сов. радио, 1980.—64 с.
2. **Дзюбин И. И.** Запираемые тиристоры и их применение. — М.: Энергия, 1976. — 40 с.
3. **Диоды** и тиристоры. — М.: Энергия, 1980. — 176 с.
4. **Полупроводниковые** приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: Справочник/А. В. Баюков, А. Б. Гитцевич, А. А. Зайцев и др.; Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. — 2-е изд., перераб. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 744 с.
5. **Кублановский Я. С.** Тиристорные устройства. — М.: Энергия, 1978. — 96 с.
6. **Ельяшкевич С. А.** Цветные стационарные телевизоры и их ремонт. — М.: Радио и связь, 1986. — 222 с.
7. **Ромаш Э. М.** Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — 224 с.

Оглавление

70 к.

МРБ

Тиристорные устройства

Издательство «Радио и связь»